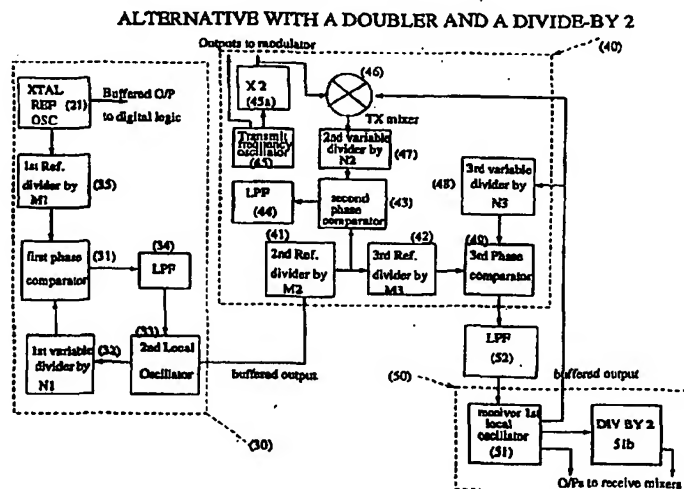




INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04B 1/40, H03D 7/16		A1	(11) International Publication Number: WO 99/26353
			(43) International Publication Date: 27 May 1999 (27.05.99)
(21) International Application Number: PCT/US98/23216		(81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN, YU, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).	
(22) International Filing Date: 3 November 1998 (03.11.98)			
(30) Priority Data: 08/974,227 19 November 1997 (19.11.97) US 09/042,554 17 March 1998 (17.03.98) US			
(71) Applicant: ERICSSON, INC. [US/US]; 7001 Development Drive, Research Triangle Park, NC 2709 (US).			
(72) Inventors: SCHLANG, Jeffrey; 8301 Old Well Lane, Raleigh, NC 27615 (US). BEOSCH, Ron; 106 Fentress Court, Morrisville, NC 27560 (US). GORE, Charles; 5202 Brookstone Drive, Durham, NC 27713 (US). HADJICHRISTOS, Aristotle; 104 Northcote Drive, Apex, NC 27502 (US).		Published With international search report. Before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of the receipt of amendments.	
(74) Agents: GRUDZIECKI, Ronald, L. et al.; Burns, Doane, Swecker & Mathis, L.L.P., P.O. Box 1404, Alexandria, VA 22313-1404 (US).			

(54) Title: TRANSCEIVER ARCHITECTURE IN A DUAL BAND MOBILE PHONE



(57) Abstract

According to a second embodiment of the invention, a mobile phone receiver comprises a first down converter using a first local oscillator frequency which can be tuned in frequency steps by a programmable digital frequency synthesizer (PLL) which is locked to a reference frequency. The first down converter converts received signals to a first (IF) for filtering. A second down converter using a second local oscillator converts first (IF) signals to a second IF. The second local oscillator frequency is generated using a second digital frequency synthesizer (PLL) which locks the second oscillator to the reference frequency. A third down converter mixes the transmit frequency with the first local oscillator frequency to produce a lock frequency. A third digital frequency synthesizer (PLL) compares the lock frequency and the reference frequency to control generation of the transmit frequency.

(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(51) Int. Cl. H04B 1/40	(11) 공개번호 (43) 공개일자	특2001-0032271 2001년04월16일
(21) 출원번호	10-2000-7005478	
(22) 출원일자	2000년05월19일	
변역문 제출일자	2000년05월19일	
(86) 국제출원번호	PCT/US 98/23216	
(86) 국제출원출원일자	1998년11월03일	
(87) 국제공개번호	WO 99/26353	
(87) 국제공개일자	1999년05월27일	
(81) 지정국	AP ARIPO특허: 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다, 가나, 감비아, 짐바브웨 EA 유라시아특허: 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스, 키르기즈, 카자흐스탄, 몰도바, 러시아, 타지키스탄, 투르크메니스탄 EP 유럽특허: 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 아일랜드, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투갈, 스웨덴, 핀란드, 사이프러스 OA OAPI특허: 부르키나파소, 베냉, 중앙아프리카, 콩고, 코트디부아르, 카메룬, 가봉, 기네, 말리, 모리타니, 니제르, 세네갈, 차드, 토고, 기네비소 국내특허: 알바니아, 아르메니아, 오스트리아, 오스트레일리아, 아제르바이잔, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 벨라루스, 캐나다, 스위스, 중국, 쿠바, 체코, 독일, 덴마크, 에스토니아, 스페인, 핀란드, 영국, 그루지아, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본, 케냐, 키르기즈, 북한, 대한민국, 카자흐스탄, 세인트루시아, 스리랑카, 라이베리아, 레소토, 리투아니아, 룩셈부르크, 라트비아, 몰도바, 마다가스카르, 마케도니아, 몽고, 말라위, 멕시코, 노르웨이, 뉴질랜드, 슬로베니아, 슬로바키아, 타지키스탄, 투르크메니스탄, 터키, 트리니다드토바고, 우크라이나, 우간다, 우즈베키스탄, 베트남, 폴란드, 포르투갈, 루마니아, 러시아, 수단, 스웨덴, 싱가포르, 가나, 감비아, 짐바브웨, 그레나다, 시에라리온, 유고슬라비아, 인도네시아, 크로아티아	
(30) 우선권주장	8/974,227 1997년11월19일 미국(US)	
	9/042,554 1998년03월17일 미국(US)	
(71) 출원인	에릭슨 인크., 도날드 디. 먼들 미국 000-000	
(72) 발명자	미국 27709 노쓰 캐롤라이나주 리써치 트라이앵글 파크 디벨로프먼트 드라이브 7001 쉬랭,제프리 미국 미국27615노쓰캐롤라이나주라레이올드웰레인8301 보쉬,론 미국 미국27560노쓰캐롤라이나주모리스빌펜트레스코트106 고어,찰스 미국 미국27713노쓰캐롤라이나주더함브룩스톤드라이브5202 하드지크리스토스,아리스토틸 미국 미국27502노쓰캐롤라이나주팩스노쓰코트드라이브104	
(74) 대리인	주성민	
	위해숙	
(77) 심사청구	없음	
(54) 출원명	이중 대역 이동 전화기에서의 송수신기 설계	

요약

본 발명의 제2 실시예에 따라, 이동 전화 수신기는 기존 주파수로 고정된 프로그램가능한 디지털 주파수 합성기(PLL)에 의해 주파수 단차(frequency step)로 동조될 수 있는 제1 국부 발진기 주파수를 사용하는 제1 다운 변환기(down converter)를 포함한다. 제1 다운 변환기는 필터링(filtering)을 위해 수신 신호를 제1(IF)로 변환한다. 제2 국부 발진기를 사용하는 제2 다운 변환기는 제1(IF) 신호를 제2 IF로 변환한다. 제2 국부 발진기 주파수는 제2 발진기를 기존 주파수로 고정시키는 제2 디지털 주파수 합성기(PLL)를 사용하여 발생된다. 제3 다운 변환기는 로크 주파수(lock frequency)를 만들도록 전송 주파수를 제1 국부 발진기 주파수와 혼합한다. 제3 디지털 주파수 합성기(PLL)는 전송 주파수의 발생을 제어하도록 로크 주파수와 기존 주파수를 비교한다.

대표도

도8

색인어

이중 대역 이동 전화기, 무선 전송 및 수신 장치, 국부 발진기, 위상 동기 루프, 다운변환기, 주파수 합성기.

명세서

기술분야

본 출원은 Charles Gore, Rodney A. Dolman, 및 Paul W. Dent의 이름으로 1997년 11월 19일 출원된 미국 특허 출원 "이동 전화기에서의 간략화된 기준 주파수 분포(Simplified Reference Frequency Distribution in a Mobile Phone)"의 연속 부분이다.

본 발명은 이동 전화기에서의 송수신기 설계에 관한 것으로, 특히 이중 대역(dual band) 이동 전화기에서 온-채널(on-channel) 송수신기 설계에 관한 것이다.

배경기술

이동 무선전화기의 종래 기술에서는 전송기가 다른 방향으로 전송 주파수 신호를 동시에 전송하면서 수신 주파수 신호를 수신하는 수신기를 사용하여, 전송 주파수가 듀플렉스 스페이싱(duplex spacing)이라 공지된 일정한 오프셋 만큼 수신 주파수에서 분리되는 것으로 공지되어 있다.

비록 듀플렉스 스페이싱이 명목상 한 상수이지만, 이동 전화기가 동작하고 있는 주파수 대역에 의존해 다른 상수가 될 수 있다. 하나 이상의 주파수 대역에서 동작하는 이동 전화기를 구성하는데 있어서는 복잡해질 수 있다. 이와 같이 복잡한 문제들을 다루기 위해 다양한 접근법이 제안되었다.

한가지 접근법은 관심있는 각 대역에 대해 2개의 분리된 독립적 수신기-전송기 체인을 사용하는 것이다. 이는 증진된 동작 확실성 및 전력 제어에 대해 공유 용장도(redundancy)의 이점을 갖는다. 그러나, 분리된 수신기-전송기 체인은 추가 공간을 요구하여, 더 비용이 많이 들고 부피가 큰 이동 전화기 제품을 제공하게 된다. 시장 요구가 보다 많은 삽입 특성을 지닌 더 소형의 값싼 전화기를 원하는 추세이므로, 이 접근법은 덜 적절하다.

미국 특허 출원 일련 No. 08/795,930의 "수신기 보조의 전송 신호 발생(Transmit Signal Generation with the Aid of Receiver)"(Dolman)은 제1 또는 제2 듀플렉스 스페이싱을 이루도록 수신 주파수에 관련되어 전송 주파수를 제어하는 기준 주파수로 수신기의 제 2 국부 발진기를 사용하는 것을 설명한다. Dolman 출원은 여기서 참고로 포함된다.

또한, 종래 기술에서는 2개의 합성기 PLL 회로를 공통된 집적 회로로 패키징화할 때, 위상 비교기가 서로 간섭되지 않도록 두 PLL의 기준 분할기를 동기화시키거나 다른 방법으로 연관시키는 것으로 공지되어 있다. 개방 시장에서 이용가능한 Philips UM 1005 및 8026 이중 합성기 집적 회로가 이 기술을 사용한다. 이들 회로는 여기서 참고로 포함되는 미국 특허 5,095,288 및 5,180,993에서 설명되는 바와 같이, 등분-N(fractional-N) 분할기 및 프로그램가능한 루프 대역폭을 사용한다. 다른 주파수 대역에서 다른 동조 단차(tuning step) 크기를 이루기 위해 이중 모드 위상/셀룰러 전화기에서 이러한 합성기를 사용하는 새로운 기술은 여기서 또한 참고로 포함되는 미국 특허 No. 5,535,432 및 5,610,559에서 설명된다.

또 다른 접근법은 전송기 주파수를 발생하도록 수신기 국부 발진기 주파수를 상하로 혼합하는 오프셋 전압 제어 발진기(voltage controlled oscillator, VCO)를 사용하는 것이다. 이 접근법은 예를 들면, 공동 양수된 미국 특허 출원 No. 08/675,171 및 08/823,068에서 설명된다.

미국 특허 출원 No. 08/675,171의 "이중 대역 송수신기(Dual Band Transceiver)"는 이중 대역에 공통된 무선 구성성분을 사용하는 것을 설명한다. 공통 수신기 국부 발진기 합성기, 전송기 오프셋 발진기 루프, 전송기 UHF VCO, IF 필터, 및 수신기 IF 회로를 공유하는 것은 이중 대역 이동 전화기에서 구성성분의 수를 많이 감소시킨다. 그러나, 두 대역 모두에 대해 전송기 오프셋 주파수가 고정된다. 그래서, 한 대역은 전송기의 주파수를 정하는 메인 채널 스텝퍼(channel stepper)를 작동시켜야 한다. 즉, 한 대역은 전송을 위해 주파수를 변화시켜야 한다. 그러므로, CDMA 및 다중비율 TDMA 이동 전화기에서 요구되는 풀듀플렉스 모드(full duplex mode)에서는 호핑(hopping)을 행해야 하는 대역은 사용될 수 없다.

미국 특허 출원 No. 08/823,068의 "이중 대역 이동국(Dual Band Mobile Station)"은 또한 대역 사이에서 유사하게 공통된 무선 구성성분을 공유하는 것을 설명하지만, 두 대역에서 모두 듀플렉스 동작이 가능하다. 그러나, 모든 오프셋 구조와 같이, 전송기 캐리어의 발생은 본래 전송기의 의사 성능 때문에 문제점이 있다. 이는 원하는 전송 대역으로 수신기 국부 발진기 주파수와 합성된 VHF 신호를 혼합하는 것이 필터 처리되어야 하는 업-변환(up-conversion)의 곱을 만들기 때문이다. 이러한 곱은 전송기 출력 스펙트럼 마스크 요구를 만족시키기 위해 필터링의 부담을 부가시킨다.

전자부품에서의 계속된 진보는 더 작은 무선 전화기가 다양한 국제 및 국내 프로토콜에 따르도록 허용한다. 유럽의 GSM 및 미국의 PCS 1900으로 공지된 국제 이동 전화기 표준은 유럽의 900 MHz 대역에서 45 MHz; 유럽의 1800 MHz 대역에서 95 MHz; 또한 미국의 1900 MHz PCS 대역에서 80 MHz의 전송/수신 듀플렉스 스페이싱으로 동작한다. 채널 스페이싱은 200 KHz(13 MHz/65)이고, 전송 심볼 비율은 13 MHz/48이다. 이 표준에서의 모든 타이밍은 공지된 바와 같이 13 MHz 클럭에 관련된다. DAMPS라 공지된 미국 IS 136 시스템은 미국 800 MHz 셀룰러 대역에서 45 MHz 듀플렉스 스페이싱, 및 미국 1900 MHz PCS 대역에서 80.4 MHz 듀플렉스 스페이싱으로, 24.3 Kilosymbols/sec의 전송 심볼비율과 30 KHz의 동조 단차 크기를 갖고 동작한다. IS 136에서는 이미 공지된 바와 같이, 동조 단차 크기와 심볼 비율 및 내부 타이밍이 모두 19.44 MHz 클럭으로부터 유도될 수 있다. IC95라 공지된 또 다른 미국 기준은 800 MHz 대역에서 30 KHz의 동조 단차와 조합된 45 MHz의 듀플렉스 스페이싱, 다른 방법으로 1900 MHz 대역에서 80 MHz 듀플렉스 스페이싱과 조합된 50 KHz 단차로, 1228.8 MHz의 전송 칩 비율에서 코드 분할 다중 액세스(Code Division Multiple Access)를 사용한다. IS95에서, 칩 비율과 주파수 단차 크기는 똑같은 크리스탈 발진기로부터 쉽게 유도될 수 없다.

미국 특허 No. 5,471,652는 단일 대역 전화기에서 VCO의 동작점이 다양한 대역에 대해 조정되는 것을 허용하는 곱셈기를 포함하는 배열을 설명한다. 이 특허는 이중 대역 전화기에 대한 응용을 논의하지 않는다. 부가하여, 이 특허에 따라, 합성된 VHF 신호(80-400 MHz)는 디지털(FM이 아닌) 동작을 위한 전송기 채널로 상향 변환되어야 한다. FM 모드에서는 UHF 발진기가 직접적으로 변조되어 믹서로 전해진다.

똑같은 휴대용 유닛에서 상기의 둘 이상의 다양한 프로토콜을 조합하는 것은 다양한 동조 단차 크기, 듀플렉스 스페이싱, 및 합성되어야 하는 심볼 비율에 의해 방해가 됨을 쉽게 이해할 수 있다. 결과적으로, 이러한 조합을 용이하게 하는 개선된 무선 설계에 대한 필요성이 존재한다.

<발명의 요약>

그러므로, 본 발명의 목적은 이중 대역(dual band)에서 풀듀플렉스(full duplex) 동작을 지지하는 송수신기를 제공하는 것이다. 본 발명의 또 다른 목적은 스푸어(spur)의 발생을 최소화하여 전송기의 필터링 설계 조건을 감소시키는 것이다. 본 발명의 또 다른 목적은 똑같은 핸드세트내에서 다수의 표준을 수용할 수 있는 이중 대역 송수신기를 제공하는 것이다.

본 발명의 제1 실시예에 따라, 이동 전화기 수신기는 프로그램가능한 디지털 주파수 합성기 위상 동기 루프(phase lock loop, PLL)에 의해 주파수 단차(step)로 동조될 수 있는 제1 국부 발진기 주파수를 사용하는 제1 슈퍼헤테로다인 다운 변환(superheterodyne down conversion) 수단을 구비한다. 제1 다운 변환 수단은 필터링을 위해 수신된 신호를 제1 중간 주파수(intermediate frequency, IF)로 변환한다. 제2 국부 발진기를 사용하는 제2 다운 변환 수단은 또 다른 필터링 및 처리를 위해 제1 IF 신호를 제2 IF 또는 복합 기저대(complex baseband)로 변환한다. 제2 국부 발진기는 제2 발진기를 크리스탈 기준 발진기로 고정시키는 제2 디지털 주파수 합성기 PLL을 사용해 발생된다. 크리스탈 기준 발진기는 디지털 로직이 전송 심볼 비율 및 수신기 처리 샘플링 비율을 유도하는 버퍼 처리된 클럭 출력 신호를 제공한다.

본 발명의 제1 특성에 따라, 제2 국부 발진기는 제2 국부 발진기 주파수에서 버퍼 처리된 출력 신호를 제공한다. 버퍼 처리된 출력 신호는 제1 국부 발진기의 합성기 PLL에 대한 기준 주파수로 사용되므로, 크리스탈 발진기 신호를 제1 발진기의 PLL 회로에 분포시킬 필요가 없다. 본 발명의 제2 특성에 따라, 제1 발진기 PLL은 분할된 다운 제1 국부 발진기 신호를 제2 국부 발진기로부터의 분할된 다운 기준 주파수 신호와 비교하는 위상 비교기를 포함하고, 분할된 다운 주파수는 원하는 수신기 주파수 동조 단차나 그 배수와 같다. 이 주파수는 본 발명의 특성을 실시하지 않고 적분 비율로 크리스탈 주파수를 다운 분할하는 것에 의해 이용가능하지 않은 것으로 이해되어야 한다.

본 발명의 제3 특성에 따라, 제3 디지털 주파수 합성기 PLL은 제1 국부 발진기 주파수 \pm 전송 오프셋 주파수와 같아지도록 전송기 주파수를 제어한다. 전송 주파수는 예를 들면, 전송 오프셋 주파수 신호를 만들도록 제1 국부 발진기 주파수로 헤테로다인 처리될 수 있다; 이어서, 전송 오프셋 주파수 신호는 디지털 분할기에서 다운 분할되고 제2 국부 발진기 주파수를 정수 계수로 나누어 유도되는 위상 기준 주파수와 비교된다.

본 발명의 제3 특성에 따라, 전송 오프셋 합성기 PLL 및 제1 국부 발진기 PLL은 모두 공통된 주파수 기준으로 제2 국부 발진기를 사용하므로, 공통된 집적 회로에 패키징화될 수 있고, 두 PLL을 위한 제1 및 제2 위상 비교기 기준 주파수 신호를 각각 만들도록 제1 국부 발진기 주파수를 분할하는 기준 주파수 중 적어도 일부를 공유할 수 있다. 두 PLL의 각 위상 비교기는 두 PLL 사이의 상호 간섭을 최소화하기 위해 각각의 제1 및 제2 위상 비교기 기준 신호의 최소 공배수 주파수로 신호의 반대 극성에 응답하도록 배열된다.

본 발명의 제2 실시예에 따라, 이동 전화기 수신기는 기준 주파수에 고정된 디지털 주파수 합성기 PLL에 의해 주파수 단차로 동조될 수 있는 제1 국부 발진기 주파수를 사용하는 제1 다운 변환 수단을 구비한다. 제1 다운 변환 수단은 필터링을 위해 수신된 신호를 제1 IF로 변환한다. 제2 국부 발진기를 사용하는 제2 다운 변환 수단은 제1 IF 신호를 제2 IF로 변환한다. 제2 국부 발진기 주파수는 제2 발진기를 기준 주파수로 고정시키는 제2 디지털 주파수 합성기 PLL을 사용해 발생된다. 제3 다운 변환 수단은 로크 주파수(lock frequency)를 만들도록 전송 주파수를 제1 국부 발진기 주파수와 혼합시킨다. 제3 디지털 주파수 합성기 PLL은 전송 주파수의 발생을 제어하도록 로크 주파수와 기준 주파수를 비교한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 종래 기술의 기준 주파수 분포를 도시하는 도면.

도 2는 또 다른 종래 기술의 구조를 도시하는 도면.

도 3은 포함된 Dolman 참고에서 설명되는 개선된 시스템을 도시하는 도면.

도 4는 제1 실시예에 따른 기준 분포 구조를 도시하는 도면.

도 5는 제1 실시예에 따른 본 발명의 주파수 합성 구조를 상세히 도시한 도면.

도 6은 제1 실시예에 따라 주파수 2배기를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 7은 제1 실시예에 따라 주파수 2등분기를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 8은 제1 실시예에 따라 하나의 주파수 2등분기 및 하나의 주파수 2배기를 사용하는 본 발명의 구조를 도시하는 도면.

도 9는 제1 실시예에 따라 주파수 2등분기 및 주파수 2배기가 위치 교환되는 본 발명의 구조를 도시하는 도면.

도 10은 제1 실시예에 따라 AMPS 수신에서 주파수 2배기의 전력이 낮아질 수 있는 본 발명의 구조를 도시하는 도면.

도 11은 주파수 2등분기를 사용하는 도 10의 수정을 도시하는 도면.

도 12는 제1 실시예에 따라 이중-모드 라디오(dual-mode radio)에서 다른 방법의 기준 주파수 분포를 도시하는 도면.

도 13은 도 12의 이중-모드 라디오에서 분할기 비율을 도시하는 도면.

도 14는 제1 실시예에 따라 PCS1900 모드에서 I.F. 호모다인(Homodyne)을 사용하는 이중-모드 라디오를 도시하는 도면.

도 15는 제1 실시예에 따라 단일 크리스탈(crystal)을 사용하는 이중-모드 라디오를 도시하는 도면.

도 16은 도 15의 이중-모드 라디오에서 분할기 비율을 도시하는 도면.

도 17은 제1 실시예에 따라 2개의 기준 크리스탈을 사용하는 이중-모드 라디오를 도시하는 도면.

도 18은 도 17의 이중-모드 라디오에서 분할기 비율을 도시하는 도면.

도 19는 도 17의 제2 크리스탈을 제거한 분할기 비율을 도시하는 도면.

도 20은 제1 실시예에 따라 19.5 MHz로부터 194.4 KHz를 발생하는 스킵-카운터(skip-counter)를 도시하는 도면.

도 21은 본 발명의 제2 실시예에 따른 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 22는 제2 실시예에 따라 필터를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 상세히 도시하는 도면.

도 23은 제2 실시예에 따라 협대역(narrow band) 변조기를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 24는 제2 실시예에 따라 주파수 분할기를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 25는 제2 실시예에 따라 다양한 주파수 곱셈기/분할기를 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

도 26은 제2 실시예에 따라 가변 이득 증폭기의 다른 배열을 사용하는 본 발명의 이중 대역 구조를 도시하는 도면.

실시예

이제 도 1을 참고로, 종래 기술의 셀룰러 전화기(cellular phone)는 전송/수신 듀플렉서(duplexor)(11)를 통해 수신기 및 전송기에 연결된 안테나(10)를 포함한다. 아날로그 FM AMPS 표준이나 IS95 CDMA 표준과 같이, 동시 전송 및 수신(주파수 듀플렉스(frequency duplex))이 사용될 때, 듀플렉서(11)는 듀플렉싱 필터(duplexor filter)이다. 다른 방법으로, 시간-듀플렉스를 사용하는 GSM/PCS1900이나 D-AMPS/IS136과 같은 TDMA 시스템에서, 듀플렉서는 T/R 스위치가 될 수 있다. 한 대역에서 주파수 듀플렉스를 사용하고 또 다른 대역에서 시간 듀플렉스를 사용하는 이중 대역(dual band) 전화기에서, 듀플렉서(11)는 스위치와 듀플렉싱 필터 모두를 갖는 이중-대역 듀플렉서가 될 수 있다. 두 대역 모두에서 주파수 듀플렉스가 사용될 때, 듀플렉서(11)는 두 대역에 대한 듀플렉싱 필터를 포함할 수 있고, 두 대역 모두에서 시간 듀플렉스가 사용될 때는 단일 T/R 스위치가 두 대역에 동작할 수 있다.

듀플렉서는 전송기가 수신기 민감도에 영향을 주지 않고 안테나에 연결되도록 허용한다. 수신기는 저잡음 증폭기와 "전치부(the front end)"(12)로 공진된 다운변환기(downconverter)를 포함한다. 전치부는 2개 이상의 다른 주파수 대역 각각에 대해(800 MHz 및 1900 MHz 대역과 같은) 저잡음 증폭기, 다운변환 및 영상 저지할 수 있는 믹서, 및 제1 국부 발진기를 포함하는 단일 집적 회로에 제작될 수 있다.

제1 국부 발진기는 원하는 수신 주파수 신호와 혼합하여 제1 중간 주파수 신호를 만든다. 필터링은 고정 주파수 통과대역 필터, IF 필터(15)로 실행될 수 있다. 제1 국부 발진기 합성기 위상 동기 루프(14)를 통해 원하는 수신 주파수 및 제1 ID의 합 또는 차이와 동일한 주파수로 국부 발진기를 동조시킴으로서, 원하는 수신 주파수가 선택된다. 제1 LO PLL은 기본 동조 단차 크기의 프로그래밍 가능한 정수 배수로 제1 LO를 동조시키고, 그 단차 크기는 크리스탈 주파수를 또 다른 정수로 나눔으로서 크리스탈 주파수 발진기(21)로부터 유도되어 구해진다. 작은 단차 크기를 위해, 합성기는 다른 방법으로 더 작은 정수로 나눔으로서 크리스탈 발진기(21)로부터 더 큰 단차 크기를 유도하고, 이어서 상기에 포함된 참고 문헌에서 설명된 등분-N 합성의 기술을 사용해 원하는 더 작은 단계를 구해도록 이들 더 큰 단계 사이에 삽입한다. 제1 LO PLL 회로(14)는 제1 LO 주파수를 크리스탈 기준 신호에 비교하여 에러 신호를 발생한다. 에러 신호는 루프 필터(Loop Filter)(24)에서 필터링 및 집적 처리되어, 주파수가 정확하게 의도된 바와 같을 때까지 발진기 주파수를 제어하는 제어 신호를 만든다.

수신기는 필터 처리된 제1 IF를 증폭하고, 제2 헤테로다인(heterodyne) 믹서 및 제2 국부 발진기를 사용해 제2 주파수 다운 변환을 실행한다. IF 증폭기, 제2 국부 발진기, 및 제2 믹서는 모두 종래의 제2 집적 회로(16)에 포함된다. 제2 시간을 제2 또는 최종 중간 주파수로 다운 변환한 이후에, 최종적인 IF에서는 또 다른 증폭기 일어나고, 검출기 회로는 수신 신호의 강도에 관련된 무선 신호 강도 표시(Radio Signal Strength Indication, RSSI)를 만든다. 제2 IF 증폭기는 엄격히 제한되고, 이어서 여기서 참고로 포함되는 미국 특허 No. 5,048,059의 "로그-폴라 신호 처리(Log-polar signal processing)"에서 설명된 바와 같이, RSSI 신호를 디지털화하는 것과 동시에 제2 IF 신호를 사용해 위상 정보가 추출되어 디지털화되는 디지털 신호 처리기(20)에 엄격히 제한된 최종적인 IF 신호를 출력한다. IF 증폭기 회로(16)의 제2 국부 발진기 부분은 또한 합성기 PLL 회로(17) 및 루프 필터(23)를 통해 원하는 주파수로 제어된다. 제2 LO 주파수는 상기와 같이 만들어진 에러 신호 및 크리스탈 발진기(21)와 비교된다. 그래서, 합성기 회로(14) 및(17)은 모두 제1 및 제2 LO를 제어하기 위한 기준 주파수 또는 정확도의 표준으로 크리스탈을 사용한다. 디지털 신호 처리 로직(20)은 또한 수신기 샘플링 및 처리 비율과 전송 심볼 비율을 만들기 위해 정확한 주파수 표준을 요구할 수 있으므로, 크리스탈 발진기(21)로부터 출력이 공급된다.

전송기는 고정된 듀플렉스 스페이싱(duplex spacing)에 의해 수신 주파수로부터 신호 오프셋을 만들기 위한 전송 주파수 발생 회로(19)를 포함한다. 그래서, 전송 주파수는 제1 중간 주파수와 조합되는 듀플렉스 스페이싱에 의해 제1 LO 주파수로부터 오프셋되지만, 그럼에도 불구하고 여전히 일정한 오프셋이다. 일정한 전송 오프셋은 제1 LO가 수신 및 전송 주파수 보다 낮거나 높을지 여부에 의존하여, 제1 IF - 듀플렉스 스페이싱 또는 제1 IF + 듀플렉스 스페이싱과 같다.

이어서, 전송 주파수 신호는 예를 들어, 1 및 Q 입력 신호를 갖는 직각 변조기인 변조기(18)를 사용해 디지털 신호 처리기(20)로부터의 정보로 변조된다. 변조된 신호는 이중-대역 전화기에서 이중-대역 전력 증폭기가 될 수 있는 전력 증폭기(13)를 사용해 전송 전력 레벨로 증폭된다.

전송 오프셋 PLL은 전송 및 제1 LO 주파수 사이에서 차이를 형성하고, 오프셋을 크리스탈 기준과 비교함으로써 원하는 오프셋과 같은지 여부를 본다. 그래서, TX 오프셋 PLL은 또한 발진기(21)로부터의 크리스탈 기준 주파수 신호를 필요로 하므로, 발진기 신호가 분포되어야 하는 위치는 4개가 된다.

발진기(21)로부터의 4개의 분리된 출력은 버퍼 증폭기에 의해 서로 충분히 고립되고 인쇄 회로 마더보드(motherboard)에서 구리 트랙을 구동시키도록 조건이 정해져야 한다. 이는 배터리 전력을 소모하고 방사되는 간섭 위험성을 나타낸다. 때때로, 대기상태 동안 배터리 전력을 절약하기 위해, 전송 오프셋 PLL을 공급하는 것과 같이, 순간적으로 요구되지 않는 출력은 제어 처리기(디지털 신호 처리기(20)의 일부인)로부터의 제어 신호에 의해 off 상태로 될 수 있고, 이는 더 복잡하게 만든다. 그래서, 인쇄 회로 보드 트랙을 통해 다수의 목적지로 크리스탈 기준 신호를 분포하는 것을 줄이는 것이 바람직하다.

이 방향에 대한 제1 단계는 미국의 Ericsson에 의해 판매되는 종래 제품에서 이미 취해졌다. Philips UM1005 또는 8026 부품과 같은 단일 칩에서 제1 및 제2 LO PLL을 조합함으로써, 둘 모두가 기준으로 크리스탈을 사용하므로, 크리스탈 기준으로 단일 입력이 사용될 수 있다. TX 오프셋 PLL 및 변조기(18)와 함께 전송 신호 발생기 칩으로 크리스탈 발진기(21)를 조합시킴으로써, 발진기(21)와 오프셋 PLL(19) 사이에는 외부 출력 연결이 필요하지 않다.

그래서, 도 2를 참고로, 요구되는 크리스탈 기준 신호 출력의 수는 2로 감소되어, 하나는 이중 합성기 회로(14 + 17)에 공급하고, 다른 하나는 디지털 신호 처리기(20)에 공급한다.

상기에 포함된 Dolman의 미국 특허 출원 일련 No. 08/795,930에서는 제어하고 있는 발진기의 주파수와 비교하도록 가장 작은 가능한 정수로 크리스탈 기준 주파수를 나눔으로써 모든 PLL이 바람직하게 동작하는 것으로 설명된다. 또 다른 방법으로 표현하면, 제어되는 발진기 주파수와 기준 주파수 사이에 가장 큰 가능한 공통 계수를 갖는 것이 바람직하다. Dolman은 전송 오프셋 주파수가 크리스탈(22) 보다 기준 주파수로 제2 LO를 사용해 발생될 때 용이해진다고 설명한다. Dolman의 발명 배열은 도 3에 도시된다.

제2 LO는 제1 출력 신호를 제어하는 PLL(17)에 제공하고 제2 출력을 TX 오프셋 PLL(19)로 제공한다. 크리스탈 발진기가 이제 사용되지 않으므로, 전송 회로(18, 19)에서는 임의의 목적을 위해 발진기(21)가 두 배 출력력을 갖는 분리 회로(21)로 1회 이상 도시된다. 그러나, 분리된 집적 회로 칩의 수와 같이, 무선 주파수 신호 출력의 총수는 증가된다. 인쇄 회로 보드에 분포되는 무선 주파수 신호는 다음과 같다:

- 1) 전치부(12)에서 PLL(14)로의 제1 LO 신호;
- 2) 전치부(12)에서 TX 오프셋 PLL(19)로의 제1 LO 신호;
- 3) 발진기(21)에서 PLL(14+17)로의 크리스탈 기준 주파수;
- 4) 발진기(21)에서 처리기(20)로의 크리스탈 기준 주파수;
- 5) IF 칩(16)에서 제어하는 PLL(17)로의 제2 LO; 및
- 6) IF 칩(16)에서 TX 오프셋 PLL(19)로의 제2 LO.

본 발명의 목적은 상기에 열거된 6개로부터 RF 분포 트랙의 수를 줄이는 것이다.

도 4는 본 발명의 한 실시를 도시한다. 제1 LO 신호가 전해지는 두 위치, 즉 제1 LO PLL(14) 및 TX 오프셋 PLL(19)은 제1(전송) 집적 회로에서 변조기 회로(18)와 함께 위치한다. 그래서, 전치부 칩(12)에서 전송 칩(14, 18, 19)으로 단 하나의 제1 LO 출력 연결만이 있다.

그러나, 두 합성기 PLL이 같은 칩상에 함께 위치할 때, 이들은 다른 시간에 출력 펄스를 만들어야 한다. 제2 LO가 TX 오프셋 PLL 기준으로 사용되고 크리스탈이 제1 LO 기준으로 사용되는 때와 같이, 두 위상 비교기가 독립적인 기준 주파수 소스를 가지면 이렇게 배열하는 것이 어렵거나 불가능하다. 그러므로, 본 발명에 따라, 제2 LO는 또한 제1 LO 합성기 PLL의 기준으로 사용된다. 더욱이, 이후 도시될 바와 같이, 제1 LO의 기준 소스로 제2 LO를 사용할 때, 특히 이중-대역/이중-대역 라디오를 구성하고 싶을 때 여러가지 이점이 있다. 그래서, IF 칩(6)의 제2 LO 부분으로부터의 단일 기준 입력이 PLL(14) 및(19) 모두에 제공된다.

크리스탈 발진기 회로(21)는 이제 발진기(21)에서 PLL(17)로의 기준 신호가 내부 연결 전용이 되도록 제2 LO PLL 및 IF 회로(16)와 조합된다. 유사하게, 제어하는 PLL(17)로의 제2 LO 신호는 내부 신호 전용이다. 나머지 외부 신호만이 기준 발진기(21)에서 디지털 처리기(20)로 주어진다.

이제, 무선 주파수 발진기 신호의 분포는 다음의 신호로 감소된다:

- 1) 전치부(12)에서 PLL(14 & 19)로의 제1 LO 신호;
- 2) 발진기(21)에서 처리기(20)로의 크리스탈 기준 주파수; 및
- 3) IF 칩(16)에서 TX 오프셋 PLL(14 & 19)로의 제2 LO.

크리스탈 발진기(21)를 디지털 처리 칩(20)으로 배치하는 것을 똑같이 생각할 수 있지만, 발진기(21)는 똑같은 집적 회로 제작 처리를 사용하는 다른 아날로그/RF 회로와 보다 논리적으로 연관되므로, IF 칩(16, 17, 21)과 양호하게 집적되는 것으로 생각된다. 일부 응용에서는 오버톤 크리스탈(overtone crystal)과 같은 VHF(Very High Frequency) 크리스탈이 디지털 주파수 합성기 PLL 회로를 사용하지 않고 제2 국부 발진기의 주파수를 직접적으로 제어하도록 사용되는 것이 가능하다; 그러나, VHF 오버톤 크리스탈은 기본-모드 크리스탈 보다 원하는 발진 주파수로 조정되기 더 어려우므로, 디지털 PLL을 갖춘 기본-모드 크리스탈 기준 발진기가 우선된다.

도 5는 도 4에 도시된 본 발명의 블록도에 따른 기준 주파수 분포 및 주파수 합성 배열을 보다 상세히 제공한다.

장치내의 정확한 주파수 기준의 기본 소스는 발진기 회로(21)에 연결된 도 1 내지 도 4의 수정 크리스탈 공진기(22)이다. 수정 크리스탈도 무선 스펙트럼의 2 GHz에서 동작하는 셀룰러 전화기에 요구되는 필요한 정확도를 제공할 수 없으므로, 디지털 처리기(20)내에 포함되는 수단은 지상 네트워크 스테이션 또는 위성 중계소로부터 수신된 신호에 대한 것으로 크리스탈(22)에 속하는 수신기 주파수 에러를 결정하고, 그 에러를 제거하도록 크리스탈(22)에 연결된 주파수 조정 구성성분(예를 들면, 버랙터 다이오드(varactor diode)와 같은)에 조정 신호가 전달된다.

도 5에서, 발진기 회로(21)는 기준 분할기(35), 제1 가변 분할기(32), 위상 비교기(31), 및 루프 필터(34)를 포함하는 제어 PLL 및 제2 국부 발진기(33)와 함께 IF 칩(30)에 포함된다. 크리스탈 발진기 신호는 제1 정수 M1로 나누는 카운터/분할기(35)에 의해 주파수 분할되어, 위상 비교 주파수 $F_{ref}/M1$ 를 만들고, 여기서 F_{ref}

는 크리스탈 주파수이다. 제2 국부 발진기 신호는 제1 가변 분할기(32)에서 정수 N1으로 주파수 분할되어, 제2 위상 비교 신호를 만들고, 이는 M1으로의 분할 회로(35)로부터의 위상 비교 주파수 신호와 비교되어 제1 위상 비교기(31)로부터 위상 및 주파수 에러 신호를 만든다. 위상 에러 신호는 루프 필터(34)를 사용해 필터링 및 집적화되어 비교 주파수 리플(ripple)과 무관하게 제2 국부 발진기(33)에 주파수 제어 신호를 제공한다. 분할기(35)로부터의 비교 주파수가 더 높으면 높을수록, 루프 필터(34)가 원하지 않는 리플을 제거하면서, 다른 방법으로 예를 들면, 잡음이나 진동으로 인한 제2 LO 주파수의 원하지 않는 변동을 정정하도록 고속 응답을 유지하는 것이 더 쉬워진다. 그러므로, 본 발명의 목적은 높은 비교 주파수, 즉 낮은 기준 분할비 M1을 구하는 것이다. 그래서, 제2 국부 발진기 주파수는 동일한 $F_{ref} \cdot N1/M1$ 으로 정확하게 제어된다.

Dolman의 종래 발명과 본 발명에 따라, 버퍼 처리된 제2 국부 발진기 신호는 다른 주파수 발생을 위해, 특히 전송 오프셋 주파수(상기에 참고된 Dolman의 종래 출원에 따라) 및 본 발명에 따른 제1 국부 발진기 주파수를 위해 기준으로 사용되도록 제2 LO(33)로부터 출력된다. 단일 교차 보드 연결로 제2 LO 신호의 본포를 줄이기 위해 TX 오프셋 및 제1 LO 합성기 PLL 회로가 모두 전송 신호 발생칩(40)에 함께 위치하므로, 각 PLL의 위상 비교기가 일부 가장 긴 공통 주기내에서 가능한한 멀리 분리된 다른 시간으로 펄스화되어야 한다. 이는 한 충전-펌프(charge-pump) 위상 비교기가 공급원으로부터 전류 펄스를 수신할 때, 다른 충전 펌프가 각 루프 필터로 흐르는 전류 없이 삼중상태, 즉 고임피던스 상태 또는 개방 회로 출력이 되는 것을 보장한다. 이는 다른 충전 펌프에 대한 한 충전 펌프로부터 간섭의 위험성을 최소화한다. 충전 펌프 위상 검출기의 설계 및 동작은 상기에 포함된 미국 특허 No. 5,095,288에서 보다 상세히 설명된다.

충전 펌프(43, 49) 사이에서 바람직한 위상과 관계를 제공하기 위해, TX 오프셋 루프에 대한 위상 비교 주파수가 제1 LO에 대한 위상 비교 주파수의 정수비 M3인 내부 주파수 계획이 찾아진다. 포함된 Dolman의 출원에 따라 제2 LO 주파수가 또한 TX 오프셋 기준의 정수 M2 배이므로, 제1 LO 비교 주파수는 $M2 \cdot M3$ 로 나누어진 제2 LO 주파수에 관련되어야 한다.

그래서, 제2 LO 주파수 신호는 IF 칩(30)에서 TX 칩(40)으로 입력되고, 제2 기준 분할기(41)에서 정수 M2로 나누어져, 다음과 같이 Dolman에 따라 TX 오프셋 위상 비교기(43)에 대한 위상 기준을 구한다:

$$F_{Lo2} / M2 = F_{ref} \cdot N1 / (M1 \cdot M2)$$

이 주파수는 또한 제1 LO 위상 비교기(49)에 대한 위상 비교 주파수를 구하기 위해 제3 기준 분할기(42)에서 정수 M3로 나누어진다. 더욱이, 비교기 M3와 위상 비교기(43)는 분할기 M2의 출력의 반대 엽지에 응답하도록, 예를 들면 하나는 상승 엽지(고전압 또는 '1' 상태로 전이되는 저전압 또는 '0' 상태)에 응답하고 다른 하나는 하강 엽지(1에서 0으로의 전이)에 응답하도록 배열된다. 이는 분할기(41)의 출력에서 최소 공배수 주파수의 시간에 1/2 싸이클 떨어져 응답하는 것을 보장한다.

그래서, 충전 펌프 위상 비교기(49)에 대한 위상 비교 비율은:

$$F_{ref} \cdot N1 / (M1 \cdot M2 \cdot M3).$$

이 주파수는 제3 가변 분할기(48)에서 계수 N3로 하향 분할되는 제1 LO(51)로부터의 제1 주파수와 비교되어, 다음과 같이 원하는 제1 LO 주파수로 발진기(51)를 제어하는 피드백 제어 신호를 구하도록 루프 필터(52)에서 필터링되는 비교기(49)로부터의 주파수 및 위상 에러 신호를 만든다:

$$F_{ref} \cdot N3 \cdot N1 / (M1 \cdot M2 \cdot M3)$$

바람직하게, N3는 정수 계수가 아니지만, 전체 부분과 분수 부분을 포함하여, 제1 LO PLL의 구성성분(48, 49, 52)이 상기에 포함된 특허 No. 5,180,993에 따라 등분-N 합성기를 형성한다. 선택적으로, M3와 N3는 모두 여기서 참고로 포함되는 미국 특허 출원 no. 의 "순차적인 분수 근사화에 의한 주파수 합성(Frequency Synthesis by Sequential Fraction Approximations)"(Dent, 출원)에 따라 등분-(N,M) 제어기에 의해 발생된 패턴으로 변화될 수 있다. 등분-N 및 등분-(N,M) 기술 모두 원하는 동조 단차 크기 보다 더 높은 제1 LO 위상 비교 주파수를 허용하는 바람직한 효과를 가지므로, 루프 필터(52)가 원하지 않는 비교 주파수 리플을 필터링하면서, 다른 방법으로 에러를 정정하도록 고속 제어 루프 응답을 유지하는 것을 더 용이하게 만든다.

전송기 주파수 신호는 전송이 요구될 때 전송 주파수 발진기(45)에 의해 발생된다. 발진기(45)로부터의 전송 주파수 신호는 TX 믹서(46)에서 제1 LO(51)로부터의 제1 LO 신호와 혼합된다. 제1 LO 신호는 바람직하게 RF 트랙을 최소화하도록 단일 교차 보드 연결을 통해 수신 칩(12)으로부터 전해진다. 그럼에도 불구하고, 고주파수로 RF 칩과의 균형된 연결은 원하지 않는 표유 결합(stray coupling) 및 방사 효과를 줄이기 때문에, 기술된 칩 사이의 신호에 대한 단일 교차 보드 연결은 반위상으로 구동되는 두 트랙을 포함하는 균형된 연결이 될 수 있다.

TX 믹서(46)는 TX 오프셋 주파수 F_{txoff} 에서 차이 주파수 신호를 만들도록 전송 주파수와 제1 LO 주파수를 혼합시킨다. 믹서(46)로부터 출력되는 차이 주파수 신호는 원래의 더 높은 입력 주파수가 제거되어 계수 N2로 나누는 제2 가변 분할기(47)를 구동시키는 것을 보장하도록 저역통과 필터 처리될 수 있다. 주파수 $F_{txoff} / N2$ 로의 출력 신호는 제2 위상 비교기(43)에서 분할기(41)로부터의 위상 기준과 비교되어 주파수 및 위상 에러 신호를 만든다. 비교기(43)로부터의 에러 신호는 루프 필터(44)에서 필터링 및 집적되어, 원하는 TX 오프셋 주파수가 정확하게 이루어질 때까지 TX 발진기(45)를 제어하는 제어 신호를 만든다. 그래서, TX 오프셋 주파수는 다음과 같이 주어진다:

$$F_{txoff} / N2 = F_{ref} \cdot N1 / (M1 \cdot M2) \text{ 또는 } F_{txoff} = F_{ref} \cdot N2 \cdot N1 / (M2 \cdot M1)$$

구성성분(41, 43, 44, 45, 46, 47)을 포함하는 TX 오프셋 PLL이 또한 등분-N 합성기가 되는 것이 가능하지만, 등분-N 합성기는 정수 합성기 보다 더 복잡하므로, 장치에 하나 이상을 포함하지 않는 것이 바람직하다. 그래서, 계수 N2는 정수인 것이 바람직하다.

위상 비교기(31, 43, 49)에 대해 가장 높은 가능성이 있는 위상 비교 주파수를 구하는 것은 전송 및 수신 주파수 채널 사이에 단일 듀플렉스 스페이싱을 갖는 단일-대역 라디오에서 거의 문제가 되지 않는다. 이는 하나 이상의 듀플렉스 스페이싱을 갖고 동작하여야 하는 2-대역 라디오에서 보다 어렵다. 그러므로, 도 6, 도 7, 도 8, 및 도 9를 참고로, 이제는 본 발명에 따른 2-대역 라디오 설계가 설명된다.

도 6에 따른 2-대역 라디오는 가능한 두 전송 주파수 대역 중 더 낮은 것에서 전송 주파수를 발생하는 전송 주파수 발진기(45)를 포함한다. 주파수 2배기(doubler)(45a)는 두 주파수 대역 중 더 높은 대역에서의 동작을 원할 때 주파수를 2배로 만드는데 사용되고, 더 낮은 대역 및 더 높은 대역은 대략 한 옥타브(octave) 만큼 떨어져있다. 발진기(45)로부터의 출력은 더 낮은 대역 동작이 요구될 때 변조기를 구동시키도록 직접 사용되고, 2배기(45a)로부터의 출력은 더 높은 대역에서의 동작을 원할 때 사용된다. 그러나, 도 6에 나타내지는 바와 같이, 발진기(45)로부터 전해지는 더 낮은 주파수는 TX 믹서(46)로 들어간다.

유사하게, 제1 국부 발진기(51)는 수신 신호를 원하는 제1 중간 주파수로 변환하도록 가능한 2개의 수신 주파수 대역 중 더 낮은 것에 적응되는 주파수에서 동작하고; 제1 LO(51)로부터의 신호는 두 수신 주파수 대역 중 더 높은 것에서의 동작을 원할 때 2배기(51a)를 사용해 주파수가 2배로 되어, 더 높은 대역에 대한 LO 주파수는 대략 더 낮은 대역 보다 한 옥타브 더 높아진다. 이러한 근사화는 제1 중간 주파수를 적절하게 선택하고 전치부 칩(12)에서 상단측 또는 하단측 믹싱을 적절하게 선택함으로써 가깝게 근사화되도록 조작될 수 있다.

예를 들면, 저대역 수신 동작에서,

$$F_{101}(lo) = F_{rx}(lo) + F_{if1} \quad \text{상단측 믹싱에서, 또는}$$

$$F_{101}(lo) = F_{rx}(lo) - F_{if1} \quad \text{하단측 믹싱에서, 여기서}$$

$F_{101}(lo)$ 는 저대역 제1 LO 주파수,

$F_{rx}(lo)$ 는 저대역 수신 채널 주파수, 및

F_{if1} 은 선택된 제1 중간 주파수.

유사하게, $F_{101}(hi) = F_{rx}(hi) + F_{if1}$ 상단측 믹싱에서, 또는

$$F_{101}(hi) = F_{rx}(hi) - F_{if1} \quad \text{하단측 믹싱에서, 여기서}$$

$F_{101}(hi)$ 는 고대역 제1 LO 주파수,

$F_{rx}(hi)$ 는 고대역 수신 채널 주파수, 및

F_{if1} 은 저대역인 경우와 똑같이 선택된 제1 중간 주파수.

그래서, $F_{101}(hi)$ 가 $F_{101}(lo)$ 의 2배가 되도록,

$$F_{rx}(hi) \pm F_{if1} = 2(F_{rx}(lo) \pm F_{if1})$$

$$F_{if1} = F_{rx}(hi) - 2F_{rx}(lo) \quad (\text{두 선택적인 부호 '+'에 대해}) \dots(1)$$

또는 $F_{if1} = (F_{rx}(hi) - F_{rx}(lo))/3$ (고대역에서 '1'이고 저대역에서 1+1) $\dots(2)$

또는 $F_{if1} = 2F_{rx}(lo) - F_{rx}(hi)$ (두 선택적인 부호에 대해)

또는 $F_{if1} = (2F_{rx}(lo) - F_{rx}(hi))/3$ (고대역에서 '+'이고 저대역에서 1-1)으로 주어진다.

나중 2개의 식은 불가능한 부정 결과를 제공한다. 가능한 다른 방법은 고대역의 제1 LO 범위를 저대역의 제1 LO 범위의 3배로 만드는 것이므로,

$$F_{if1} = (3F_{rx}(lo) - F_{rx}(hi))/2 \quad (\text{두 선택적인 부호 '-'에 대해}) \dots(3)$$

$$F_{if1} = (3F_{rx}(lo) - F_{rx}(hi))/4 \quad (\text{고대역 및 저대역에서 '+'}) \dots(4)$$

로 주어진다.

IS54 "D-AMPS" 단일-대역 표준에 따라 동작하고, 도 4 및 도 5에 따른 라디오에 대한 바람직한 내부 주파수 계획의 예가 설명된다. 주파수의 탐색은 다른 것들 중 산출된 위상 비교기(31, 43, 49)에서 가장 높은 가능성이 있는 위상 비교 주파수를 제공할 것을 계획하므로, 결과는:

제1 IF 제2 LO TX오프셋 M1 N1 M2 N2 M3 제1 LO FRAC-N 모듈러스

101.64 101.52 146.64 9 47 9 13 47 8

상기 결과는 다음의 위상 비교 주파수를 제공한다:

$$F_{xtal}/M1 = 19.44/9 = 2.16 \text{ MHz} \quad \text{제2 LO 위상 비교기(31)에 대해;}$$

$$F_{lo2}/M2 = 101.52/9 = 11.28 \text{ MHz} \quad \text{TX 오프셋 위상 비교기(43)에 대해; 또한}$$

$$F_{lo2}/(M2.M3) = 11.28/47 = 240 \text{ KHz} \quad \text{제1 LO 위상 비교기(49)에 대해.}$$

제1 LO 동조 단차는 N3에 대해 등분-N 분할기를 사용하여 1/8의 단차를 제공함으로써 상기 240 KHz에서 30 KHz로 감소된다. 즉, 등분-N 모듈은 8이다.

상기 솔루션(solution)은 11.28 MHz의 높은 TX 오프셋 위상 비교 주파수를 제공한다. 다른 기준은 가장 높은 제2 LO 위상 비교 주파수를 구하는 것이다. 제2 LO가 크리스탈의 조화파(harmonic)인 다른 방법의 결과는 예를 들면:

제1 IF 제2 LO TX오프셋 M1 N1 M2 N2 M3 제1 LO FRAC-N 모듈러스

116.76 116.64 161.76 1 6 243 337 1 16

상기 값은 위상 비교기(22)에서 19.44 MHz의 제2 LO 위상 비교 주파수를 제공하게 되고, 분할기(35)는 $M1 = 1$ 이기 때문에 필요하지 않다. 전송 오프셋 및 제1 LO 위상 비교기(43, 49)는 모두 480 KHz에서 동작하고, 분할기(42)는 $M3 = 1$ 로 생략될 수 있다. 제1 LO 단차 단계는 모듈러스(modulus) 16 등분-N 분할기(48)를 사용해 N3가 1/16의 단차로 변화하도록 허용함으로써 480 KHz에서 30 KHz로 감소된다.

이제는 도 6에 따른 내부 주파수 기준 분포를 갖는 이중-대역 라디오를 설명한다. 이는 또한 이중-대역 D-AMPS 표준 IS136에 따라 동작하는 이중-대역 라디오와 호환가능하기 때문에, 상기 2개의 모범적인 솔루션(solution)이 설명되었다. 제1 국부 발진기가 800 MHz 대역의 동작에 대해 높은 측에 있고 1900 MHz 대역 동작에 대해 낮은 측에 있으며, 제2 IF가 120 KHz에 고정되는 경우에서, 이중-대역 라디오에 대한 솔루션이 이하의 표에 주어진다.

표 1은 제2 LO가 크리스탈의 조화파인 솔루션, 즉 제2 LO가 가장 높은 가능성이 있는 위상 비교기 주파수를 갖고 M1이 1인 솔루션을 설명한다.

【표 1】

제2 LO 크리스탈 조화파를 갖는 이중 대역 800(1900) 솔루션

제1 IF	제2 LO	TX 오프셋	M1	N1	M2	N2	M3	제1 LO 모듈러스
116.76	116.64	161.76(36.72)	1	6	243(54)	337(17)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)
155.64	155.52	200.64(75.6)	1	8	162(72)	209(35)	1 (9 or 3)	32 (8 or 24)
194.52	194.4	239.52(114.48)	1	10	405(90)	499(53)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)
233.4	1233.28	278.4(153.36)	1	12	243(108)	290(71)	1 (9 or 3)	32 (8 or 24)

TX 오프셋 위상 비교기(43)에 대한 위상 검출기 비교 주파수를 결정하는데 상기 표의 내용을 사용할 때, 도 6의 배열이 2배기(51a)에서 1900 MHz로 2배화되기 이전에 TX 발진기(S1) 주파수를 제어하는 것을 고려해야 한다.

그러므로, 위상 비교기(43)는 M2의 표시값과 분할기(41)에 의해 제공되는 반 주파수로 동작하여야 한다.

그래서, 위상 비교기(43)는 1900 MHz 대역에서 동작할 때 분할기(41)로부터 주파수를 절반으로 만드는 두 회로에 의해 더 분할되어야 하거나, 그렇지 않은 경우 1900 MHz에 대한 M2의 값을 2배로 만들어야 한다.

후자의 경우, 1900 MHz 동작에 대한 M3의 값은 절반이 되어야 하거나(M3가 항상 1900 MHz에서 홀수이므로 불가능), 그렇지 않은 경우 1900 MHz 동작에 대한 분수 모듈러스가 절반이 되어야 한다. 나중 것이 바람직하므로, 1900 MHz에서 바람직한 등분-모듈러스는 1900 MHz 동작에 대해 표 1에 도시된 M2값의 2배와 조합되는 4 또는 12가 된다. 그래서, 위상 비교기(43)에서 TX 오프셋 위상 비교 주파수는 1900 MHz 동작에 대해 1080 KHz이고, 표 1의 제2 LO 주파수를 M2의 표시값으로 나눔으로써 얻어진 것과 같은 2160 KHz가 아니다.

더욱이, 도 6에서, 이는 항상 N3에 대한 가변 분할기(48)로 시작되어 등분-N 제1 LO 합성기 루프로 공급되는 2배기(51a)로부터의 2배 주파수임을 주목한다. 800 MHz 대역 동작 동안 수신기 믹서에 사용되는 주파수가 합성된 주파수의 절반이므로, 합성기는 30 KHz 단차로 수신기를 동조시키기 위해 60 KHz 단채만을 제공할 필요가 있다. 그래서, 800 MHz 동작에 대해 테이블 1에 도시된 등분-N 모듈러스는 절반이 된다.

같은 등분-N 모듈러스를 사용해 양 대역에서 동작하는 것이 바람직하고, 이는 항상 800 MHz 및 1900 MHz 모듈러스의 최소 공배수인 모듈러스를 사용해 이루어져, 하나 또는 두 대역에서의 주파수 단차가 필요한 것 보다 더 섬세하도록 수용하여, 요구되는 주파수 해상도를 얻을 수 있다.

상기의 논제는 도 6의 주파수 2배 회로(45a, 51a)에 반대되는 도 7의 주파수 2등분 회로(45b, 51b)를 고려하는 한가지 동기가 된다. 또 다른 동기는 위상 잡음이 주파수 2배 회로에 의해 2배가 되지만 주파수 2등분 회로에 의해서는 2등분된다는 것이다. 그래서, 주파수 2등분 회로를 사용할 때는 원하지 않는 위상 잡음 및 리플을 낮출 것으로 기대된다. 또 다른 동기는 주파수 2배 회로가 원하지 않는 기본파 뿐만 아니라, 다른 원하지 않는 더 높은 조화파의 누설(leakage)을 제거하는 필터를 요구한다는 것이다; 그러나, 주파수 2등분 회로의 출력은 다른 원하지 않는 스펙트럼 성분에 비교적 무관하다.

이제는 도 7을 참고로, 믹서(46)에서 시작되어 TX 오프셋 합성기 루프로 공급되는 발진기(S1)의 비분할 출력인 것으로 나타난다. 그러므로, 800 MHz 대역 동작에 대한 위상 비교기는 표 1에 의해 주어진 2배 주파수에서 동작하여야 한다. 즉, 800 MHz 동작에 대해 표 1에 도시된 M2의 값이 절반이 되어야 하고, 다른 방법으로 N2의 값이 2배로 되어야 한다. 전자는 M2가 홀수인 경우 불가능하지만, 제1 IF가 155.64 MHz이고 M2 = 162일 때 가능하다. 그래서, 테이블 1이 도 7에 적용될 때, 800 MHz에 대한 N2의 값은 M2를 81로 2등분하는 것이 더 나은 선택인 제1 IF = 155.64 MHz인 경우를 제외하고, 2배로 되어야 한다; 이어서, 위상 비교기(49)에서 똑같은 제1 LO 위상 비교 주파수를 유지하기 위해, 다른 방법으로 등분-N 모듈러스를 32에서 64로 증가시키기 위해 800 MHz 동작에 대해 M3의 값을(2로) 2배로 할 필요가 있다. 한편, 발진기(51)의 주파수는 800 MHz 동작에서 수신기에 사용되기 이전에 이등분되므로, 발진기(51)가 60 KHz 단차로 동조되어 등분-N 모듈러스가 다시 32로 이등분되도록 허용하는 것으로 충분하다.

도 7에 대해 상기에 고려된 것은 또한 TX 주파수 신호와 제1 LO가 항상 더 높은 주파수에서 제어되고 800 MHz에서 사용되도록 이등분되는 도 8 및 도 9의 배열에 적용된다.

도 6, 도 7, 도 8, 및 도 9의 실시 사이에서 선택할 때, 또 다른 동기는 전력 소모이다. 도 6에서, x2 회로(51a)는 항상 800 MHz 대역 수신 동작 동안 전력이 주어져야 하고, 이는 대부분 배터리가 보충되기 이전에 대기 시간에 영향을 준다. x2 회로(45a)는 1900 MHz 전송 동안만 전력이 주어져야 하므로, 800 MHz 대역 전송에서는 전력을 절약한다. 도 7에서, 분할기(51b)는 800 MHz 수신 동안만 전력이 주어져야 하고, 1900 MHz 수신 동안에는 전력을 줄일 수 있다. 2등분 회로(45b)도 유사하게 800 MHz 전송 동안만 전력이 주어져야 하고, 1900 MHz 전송에는 필요하지 않다.

도 8에서, x2 회로(45a)는 임의의 주파수 대역에서 전송을 위해 전력이 주어져야 하지만, 전력 증폭기(13)가 전송 전력 소모를 지배하기 때문에 이는 거의 영향력이 없다. 2등분 회로(51b)는 1900 MHz 수신 동안 전력을 줄일 수 있다. 도 6 및 도 9에서, x2 회로(51a)는 항상 임의의 주파수 대역에서 수신을 위해 전력이 주어져야 한다. 그러므로, 도 7이나 도 8 만큼 1900 MHz에서의 대기 배터리 수명에 바람직하지 못하다.

1900 MHz D-AMPS 동작은 TDMA를 사용하여, 낮은 수신 충격 계수(duty factor)로 인해 훨씬 더 긴 대기 시간을 제공한다. 그러나, 800 MHz 동작은 아날로그 FM AMPS 모드를 포함하여, 수신 대기 충격 계수가 더 길다. 그러므로, 800 MHz AMPS 동작은 배터리 수명에 대해 제한 계수가 되므로, 제1 LO가 항상 더 낮은 주파수로 제어되어, 2배기(51a)가 800 MHz 수신 동안 전력을 줄일 수 있게 하는 도 10에 이르게 한다.

도 10을 참고로, 제1 LO는 항상 더 낮은 주파수에서, 즉 2배가 되기 이전에 제어된다. 이는 800 MHz 동작에서 2배기(51a)가 전력을 낮출 수 있게 한다. 그러나, 불편한 점은 발진기(51)가 1900 MHz에서 30 KHz 단차를 제공하기 위해 15 KHz 단차로 동조되어야 하므로, 등분-N 모듈러스가 2배로 될 것을 요구하여, 바람직하지 못하다. 주파수 2배화 보다 주파수 2등분에 대해 상기에 설명된 다른 이점과 함께, 기존의 반도체 기술에서의 2등분 회로는 주파수 2배 회로 보다 적거나 거의 전력을 소모하지 않는다는 것을 고려하여, 도 7은 최상의 실시 형태가 될 수 있다.

제2 LO가 크리스탈의 조화파였던 상기의 표 1에 리스트된 솔루션은 분할기(35)에 대해 최소의 단위값을 제공한다. 표 2는 제2 LO 위상 비교기(31)가 3으로 나누어진 크리스탈 주파수인(M1 = 3) 6.48 MHz에서 동작하는 솔루션을 리스트한다.

[표 2]

크리스탈 13의 배수인 제2 LO를 갖는 이중 대역 800(1900)

제1 IF	제2 LO	TX 오프셋	M1	N1	M2	N2	M3	제1 LO 모듈러스
90.84	90.72	135.84(10.8)	3	14	189(42)	283(5)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)
103.8	103.68	148.8(23.76)	3	16	108(48)	155(11)	1 (9 or 3)	32 (7 or 24)
129.72	129.6	174.72(49.68)	3	20	1135(60)	182(23)	1 (9 or 3)	32 (8 or 24)
142.68	142.56	187.68(62.64)	3	22	297(66)	391(29)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)
168.6	168.48	213.6(88.56)	3	26	351(78)	445(41)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)
1181.56	181.44	226.56(101.52)	3	28	189(84)	236(47)	1 (9 or 3)	32 (8 or 24)
207.48	207.36	252.48(127.44)	3	32	216(96)	263(59)	1 (9 or 3)	32 (8 or 24)
220.44	220.32	265.44(140.4)	3	34	459(102)	553(65)	1 (9 or 3)	16 (8 or 24)

또한, 2.16 MHz(크리스탈/9, 즉 M1 = 9) 또는 720 KHz(크리스탈/27 또는 M1 = 27)의 배수인 제2 국부 발진기를 갖는 다수의 솔루션 및 M1 = 6인 적어도 하나의 솔루션이 있다. 아래의 표 3은 800 MHz 또는 1900 MHz 동작에서 TX 오프셋 비교기(43)에 대한 높은 비교 주파수와 같이 특별히 관심있는 특징을 갖는 다른 솔루션을 리스트한다.

[표 3]

특정하게 관심있는 다른 솔루션

제1 IF	제2 LO	TX 오프셋	M1	N1	M2	N2	M3	제1 LO 모듈러스
152.4	152.28	197.4(72.36)	6	47	27(141)	35(67)	47(3)	4(12)
101.64	101.52	146.64(21.6)	9	47	9(47)	13(10)	47 (9 or 3)	8 (8 or 24)
159.96	159.84	204.96(79.92)	9	74	333(2)	427(1)	1 (333 or 111)	16(8 or 24)
203.16	203.04	248.16(123.12)	9	94	9(94)	11(57)	47 (9 or 3)	16 (8 or 24)
106.68	106.56	151.68(26.64)	27	148	111(4)	158(1)	1 (111 or 37)	32 (8 or 24)
213.24	213.12	258.24(133.2)	27	296	222(8)	269(5)	1 (111 or 37)	32 (8 or 24)

상기 솔루션은 하나 또는 다른 주파수 대역에서 비교적 낮은 값의(M2,N2)에 대해 주목할 만 하여, 이들 경우에는 매우 높은 TX 오프셋 위상 비교 주파수를 제공한다.

상술된 바와 같이, 관심있는 것은 더 높은 주파수 범위의 제1 국부 발진기가 더 낮은 대역의 동작에 필요한 주파수 범위의 대략 2배와 같은 범위에 걸쳐 동조되어야 한다는 점이다.

800 MHz 셀룰러 대역에 대한 수신 주파수 범위는 869.04 내지 893.97 MHz이고, 1900 MHz PCS 대역의 수신 주파수 범위는 1930.08 내지 1990.08 MHz이다. 상기를 식(1),(2),(3), 및(4)에 대입하면, 각각 바람직한 제1 중간 주파수 192 MHz, 64 MHz, 338.52 MHz, 및 169.26 MHz가 제공된다. 64 MHz IF는 너무 낮아서 60 MHz 폭의 1900 MHz 수신 대역에 걸쳐 동작할 때 충분한 영상 저지를 제공할 수 없다. 338.52 MHz IF는 SAW의 이용불가능성 또는 그 주파수에서 30 KHz 대역폭을 갖는 크리스탈 필터 때문에 선택되기 어렵다. 그러므로, 식(1) 또는 식(4)의 솔루션이 우선된다.

표 1 내지 표 3에서의 상기 모든 솔루션은 800 MHz 에서 높고 1900 MHz에서 낮은 제1 LO에 대한, 즉 식(2)의 솔루션에 대한 것이었다. 이들은 800 MHz 및 1900 MHz 동작 사이에 대역이 샌드위치형으로 위치하는 국부 발진기(51)의 범위를 제공하는데 사용될 수 있다. 800 및 1900 MHz에서의 동작에 요구되는 전체적인 동조 범위를 한 대역으로 커버하도록 시도하는 것이 바람직하지 못할 수 있다.

식(1)의 경우에 대한 솔루션의 탐색은 192 MHz에 가장 가까운 제1 IF로 다음의 결과를 산출한다:

제1 IF 189.96 MHz

제2 Lo 190.08 MHz = 88/9 x 19.44 MHz 크리스탈(N1=88, M1=9)

TX 오프셋(800MHz) 234.96 MHz = 89/72 x 제2 LO (N2=89, M2=72)

TX 오프셋(1900MHz) $270.000 \text{ MHz} = 125/88 \times \text{제2 LO}$ ($N2=125, M2=88$)

TX 오프셋 비교 주파수 AT 800 MHz = 2640 KHz

(실제로 $N2=89, M2=36$ 에서, 도 7의 배열에 대해 5280 KHz)

1900 MHz에서 TX 오프셋 비교 주파수 = 2160 KHz

제2 LO 비교 주파수 = 2160 KHz

가능한 제1 LO 등분-N 모듈: 1,2,4,8,11,22,44, 또는 88 (800MHz)

또한: 1,2,3,4,6,8,9,12,18,24,36, 또는 72 (1900MHz)

제1 LO 위상 비교 주파수는 예를 들어 8의 등분-N 모듈러스가 양 대역에 대해 선택된 경우 240 KHz이다.

다른 방법으로, 1900 MHz에서 720 KHz 위상 비교 주파수를 제공하도록 24의 등분-N 모듈러스가 선택될 수 있지만, 위상 비교 주파수는 800 MHz에서 아직 240 KHz가 된다. 800 MHz에서의 동조 단자 크기는 24의 똑같은 모듈러스로 10 KHz이거나 도 7의 배열에서 5 KHz가 된다. 이는 필요로 하는 30 KHz 보다 더 성세하지만, 수용가능하다. 240 KHz는 800 MHz 동작에 적절한 비교 주파수이고, 발진기 위상 잡음이 800 MHz의 두배인 1900 MHz 동작에서는 720 KHz의 더 높은 비교 비율이 바람직하다.

식(4)에 따른 솔루션은 800 MHz 동작에서 고대역 제1 국부 발진기 주파수를 3으로 나눈다고 가정한다. 다른 말로 하면, 도 7의 분할기(51b)는 2 등분 회로에서 3등분 회로로 변화되어야 한다. 또한, 800 MHz의 전송 주파수 단차가 정확하기 위해 분할기(45b)를 3등분 회로로 변화시킬 필요가 있다. 이 솔루션은 이중-대역 IS136 셀룰러 전화기에 바람직하지 못하므로; 여기서 더 고려되지 않고, 임의의 경우에서 설명되는 방법을 명확하게 확장시키게 된다.

본 발명은 PCS1900(GSM-기초) 표준과의 호환가능성과 함께 800 MHz 대역에서 AMPS 및 IS54(DAMPS)와의 호환가능성을 원하는 이중-대역/이중-모드 무선 전화기에 사용될 수 있다.

해결되어야 할 문제점은 라디오가 일반적으로 24.3 KS/S 전송 심볼 비율, 30 KHz 채널 스페이싱, 및 8 KS/S 음성 디지털화의 가장 인접한 공배수로 19.44 MHz 크리스탈을 사용하는 것을 근거로 D-AMPS 동작을 위해 설계된다는 점이다. 한편, 라디오는 일반적으로 270.833 KB/s(13 MHz/48)의 전송 비트 비율, 200 KHz(13 MHz/65)의 채널 스페이싱, 및 8 KS/S 음성 디지털화 비율의 최소 공배수인 13 MHz 크리스탈을 근거로 GSM, DSC1800 또는 PCS1900 동작을 위해 설계된다. 이는 부품 카운트의 증가로 인해, 다른 설계의 라디오와 한 설계의 라디오가 단순히 집적되는 것을 어렵게 만든다. 그러므로, 둘 중 하나의 크리스탈 주파수로부터 동작될 수 있는 구성성분이 설계되도록 내부 주파수 성분을 찾는 것이 바람직하고, 또 다른 목적으로 800 MHz의 AMP 모드, 800이나 1900 MHz에서 D-AMPS 모드, 또는 1900 MHz에서 PCS1900 모드 중 임의의 것에서 똑같은 크리스탈 기준 주파수로의 동작을 허용하는 기준 주파수 분포 구조를 찾는 것이 바람직하다.

도 12는 기준 발진기(21)에 연결된 13 MHz 및 19.44 MHz 크리스탈을 모두 사용하는 솔루션을 설명하지만, 이들 중 하나만이 디지털 로직(20)으로부터의 "선택 크리스탈" 제어 신호를 통해 일정 시간에 활성화된다.

단일 중간 주파수 증폭기 칩은 이중-크리스탈 기준 발진기(21), 제2 LO 및 제어 PLL(17), 또한 이중-대역폭 제2 IF 증폭기 및 제2 믹서(16)를 구비한다. 기준 발진기는 13 MHz에서 한 모드로 동작되고, 제2 LO는 $12 \times 13 \text{ MHz}$ 로 제어된다. 다른 방법으로, 제2 모드에서, 기준 발진기는 19.44 MHz에 동작되고, 제2 LO는 또한 19.44 MHz의 배수이면서(19.44 MHz의 8배), 똑같은 발진기가 사용될 수 있는 156 MHz에 충분히 가까운 155.52 MHz로 제어된다.

IF 증폭기 칩은 광대역 IF 필터(Wideband IF filter)(15 WB) 또는 협대역 IF 필터(Narrowband IF filter)(15 NB)를 사용해 필터링되는 전치부 칩(12)으로부터 다운 변환된 신호를 수신한다. 광대역 모드에서 필터 중심 주파수는 150 MHz로, 이는 RSSI 신호와 함께 디지털 신호 처리기(20)에 공급되는 6 MHz의 제2 IF를 만들도록 그 모드에서 156 MHz의 제2 LO와 혼합한다. 협대역 제1 IF 필터는 155.52의 제2 LO 보다 더 높은 120 KHz의 중심 주파수에서, 즉 155.64 MHz에서 동작하여, 신호 처리 칩(20)으로 공급되는 120 KHz의 협대역 모드에서 제2 IF를 제공한다. 협대역 모드의 120 KHz 또는 광대역 모드의 6 MHz에서 제2 IF 신호는 바람직하게 제2 IF 필터(도시되지 않은)를 사용해 IF 증폭기(16)에서 더 필터링된다. 한 실시에서, 120 KHz 제2 IF 필터는 대략 30 KHz의 통과대역폭을 갖는 집적 활성 대역통과 필터이고, IF 증폭기 칩(16, 17, 21)의 일부로 제작된다. 6 MHz 제2 IF 필터링은 TV 사운드 IF 스테이지에 사용되는 것과 같이, 대략 170 KHz 대역폭의 외부 세라믹 필터(도시되지 않은)에 의해 실행된다.

800 MHz에서 협대역 AMPS 모드로 동작할 때, 듀플렉스 스페이싱은 45 MHz이므로, 전송 주파수는 제1 LO 이하에서 $45 + 155.64 \text{ MHz}$ 이다. 그러므로, TX 오프셋은 200.64 MHz가 된다. 그러나, 도 13에 도시된 바와 같이, TX 믹서(46)는 800 MHz 주파수의 2배에서 전송 및 수신 발진기(45, 51)를 혼합하여, 401.28 MHz의 오프셋을 만든다. 이는 155.52 MHz의 제2 LO와 1920 KHz의 가장 큰 공통 계수를 가지므로, 분할기(47)는 제1 1920 KHz 신호를 구하도록 TX 믹서(46)로부터의 TX 오프셋을 제1 정수 $N2$ 로 나누고, 분할기(41)는 제2 1920 KHz 신호를 만들도록 IF 칩(30)으로부터의 제2 LO를 정수 $M2 = 81$ 로 나눈다. 2개의 1920 KHz 신호는 여러 신호를 만들도록 전송 위상 비교기(43)에서 비교된다. 여러 신호는 루프 필터(44)에서 필터링 및 집적되어, 분할기(45b)에서 2등분될 때, 원하는 800 MHz 전송 주파수가 되는 원하는 주파수에 이를 유지시키도록 TX 발진기(45)에 대한 제어 신호를 만든다.

800 MHz에서의 이 주파수 계획은 또한 800 MHz 대역에서 D-AMPS 모드에 사용될 수 있다. 1900 MHz에서 D-AMPS 모드로 동작하도록, 듀플렉스 스페이싱은 80.04 MHz가 되어, 전송 오프셋은 $80.04 + 155.64 \text{ MHz} = 235.68 \text{ MHz}$ 가 된다. 이는 155.52 MHz의 제2 LO 주파수에 단순히 관련되지 않는다; 그러나, 1900 MHz에서는 다른 시간슬롯에서 동시에 일어나지 않게 전송 및 수신에 일어나도록 시간-듀플렉스 모드만이 사용되므로, 제1 국부 발진기는 235.44 MHz의 TX 오프셋이 235.68 MHz 대신에 사용될 수 있도록 전송 및 수신 사이에 240 KHz의 비교적 작은 양만큼 옆으로 벗어난다.

약간 수정된 235.44 MHz의 TX 오프셋은 2160 KHz의 공통 계수를 155.52 MHz의 제2 LO와 공유한다. 그래서, 1900 MHz D-AMPS 모드에서, 분할기(47)는 235.44 MHz를 2160 KHz로 분할하도록 재프로그래밍되어 정수 $N2$ 로 나누고, 분할기(41)는 2160 KHz를 구하도록 72의 $M2$ 로 나누도록 재프로그래밍되어, 위상 비교기(43)는 이제 1920 KHz 대신에 2160 KHz에서 신호를 비교한다.

최종적으로, 듀플렉스 오프셋이 80 MHz인 PCS1900 모드를 구하도록, 전송기 오프셋은 그 모드에서 제1 IF가 150 MHz이므로 $80 + 150 \text{ MHz}$ 가 된다. 230 MHz TX 오프셋은 2 MHz의 공통 계수를 156 MHz인 제2 LO와 공유한다. 이 모드는 또한 시간 듀플렉스이므로, 제1 LO는 230 MHz에서 예를 들면, 234 MHz로 TX 오프셋을 수정하도록 옆으로 벗어나고, 이는 156 MHz의 제2 LO와 훨씬 더 큰 78 MHz의 공통 계수를 갖는다. 그럼에도 불구하고, 2 MHz의 위상 비교 주파수를 유지하여, 공통 루프 필터(44) 및 위상 비교기(43)의 사용을 용이하게 하도록 모든 위상 비교 주파수(1920, 2160, 및 2000 KHz)가 충분히 가까와지도록 하는 것이 유리하다. 다른 방법으로, 78 MHz와 같이 더 큰 공통 계수를 이용하기를 원하면, 다른 루프 필터 및 위상 비교기가 안정성 및 로크-인(lock-in) 시간의 원하는 폐쇄 루프 특성을 제공하는데 필요하다. 그래서, 도 13의 배열은 모든 대역 및 모드에서 루프-대역폭 및 로크-인 시간의 TX 오프셋 루프 동작 특성을 거의 같게 유지하도록 고의로 의도된다.

도 12 및 도 13의 이중-모드, 이중-대역 전송기-수신기는 모든 모드에서 2배 슈퍼헤테로다인(double superheterodyne) 수신기가 사용된다고 가정한다. 협대역 AMPS 및 D-AMPS 모드에서, 제2 중간 주파수는 120 KHz이고, 제2 IF 필터는 칩상에 집적된 활성 필터이다; 모든 GSM 음성 및 데이터 모드, 위상 통신 모드, 및 GPRS 패킷 데이터 모드를 포함할 수 있는 광대역 PCS1900 모드에서, 제2 IF는 6MHz이고, 제2 IF 필터는 그 주파수에서 집적되기 더 어렵다. 광대역 모드에 대한 다른 방법의 수신기 설계는 도 14에 도시되고, 여기서는 광대역 모드의 제2 IF가 0 주파수이고, 한 변환 단계로 안테나에서 수신된 주파수에서 0 주파수로 직접 변환되는, RF 호모다인(Homodyne)과 반대되는, IF 호모다인(Homodyne)이라 공지된다. 도 14의 수신기는 156 MHz의 제1 중간 주파수로 변환하는 제1 단계와 156 MHz 국부 발진기와 혼합함으로써 156 MHz에서 0 주파수로 변환하는 제2 단계의 두 단계로 안테나에서 수신된 주파수에서 0 주파수로 변환한다. 도 14의 제1 IF가 이제 도 12 및 도 13의 150 MHz와 반대되는 156 MHz이므로, 1900 MHz에 대한 TX 오프셋은 $156 + 80 = 236 \text{ MHz}$ 가 되고, 2 MHz의 공통 계수를 156 MHz 국부 발진기와 공유한다. 그래서, 도 13에 대한 변화는 단지 PCS1900 동작을 위한 N2의 값이 $230/2 = 115$ 에서 $236/2 = 118$ 로 변환다는 것이다. 원하는 경우, N2를 $236/4 = 59$ 로, M2를 78에서 39로, 또한 M3를 2에서 4로 변화시킴으로써(다른 방법으로, 제3 위상 비교기(49)에 대해 더 높은 기준 주파수를 수용하도록 N3의 등분-N 모듈러를 변화시킴으로써) 더 높은 4 MHz의 공통 계수가 사용될 수 있다.

도 12, 도 13, 및 도 14의 실시는 임의의 시간에 단 하나만이 활성 상태이더라도, 2개의 다른 기준 크리스탈을 사용한다. 그럼에도 불구하고, 이는 모든 크리스탈이 다른 각각의 온도 보상을 필요로 하기 때문에, 크리스탈이 모두 독립적으로 온도 보상되어야 하는 복잡성을 부가한다. 온도 보상은 "자체-학습(self-learning)" 기술에 의해 실행되고, 그에 의해 수신기는 기지국 신호를 고정시켜 기지국 신호 주파수를 크리스탈 에러를 정정하기 위한 기초로 사용한다. 보급 온도는 서미스터(thermistor)를 사용해 측정되고, 크리스탈에 적용된 정정은 디지털 신호 처리기(20)내의 마이크로프로세서 메모리에서 보급 온도에 대하여 테이블에 저장된다.

온도 보상을 간략화할 뿐만 아니라 제2 크리스탈과 연관된 비용 및 보드 면적을 줄이기 위해, 관심있는 것은 단일 크리스탈을 사용해 도 15 및 도 16의 솔루션을 고려하는 것이다. 도 15의 솔루션은 19.5 MHz의 절충된 크리스탈 주파수를 선택하는 것이다. 이는 PCS1900 비트 비율이 유도되는 13 MHz의 1.5배이고, 비트 비율은 13 MHz/48에 반대되는 19.5 MHz/72로 유도가능하다. 19.5 MHz는 또한 24.3 KS/S의 심볼 비율이 800으로 나눔으로서 유도되는 D-AMPS 모드에 필요한 19.44 MHz에 가깝다. 19.5 MHz가 사용될 때, 에러는 0.3%로, 162 심볼 기간 또는 6.667 mS의 TDMA 버스트를 전송하는 동안의 심볼 주기의 정확하게 절반인 전송 심볼 스트림에서 타이밍 드리프트(timing drift)를 발생시킨다. 원칙적으로, 이러한 에러는 한 심볼까지의 전송 경로 지연 변화를 일으키는 다중경로 전파로 인하여 수신기에 의해 기대되는 경우에서 보다 더 크지 않다. 그럼에도 불구하고, 에러는 전파 경로에 의해 주어지는 결함을 에러가 합성하지 않도록 전송 신호를 정정하는 것이 바람직하다. 제1 근사치로, 심볼 비율 에러는 0.0585%의 잔류 에러를 갖는 심볼 비율을 구하도록 크리스탈 주파수를 802로 나눔으로서 감소될 수 있고, 162-심볼 버스트 기간에 걸쳐 심볼의 1/10 보다 적은 타이밍 드리프트를 제공하게 된다. 24.3 KS/S 심볼 비율에 대해 보다 정확한 근사치를 생성하기 위해 때로는 802로 나누고 때로는 803으로 나누는 스킵-카운터(skip-counter)를 통해 더 정제될 수 있다. 그러나, 한 실시예에서, 24.3 KS/S 변조는 비트 당 8개 샘플의 비율로 디지털적으로 발생된다. 비트 당 수개의 샘플은 루트-레이즈드-코사인 필터(root-raised-cosine filter) 주파수 응답을 사용해 필터링된 심볼 스트림의 곡선 파형을 나타내는데 사용된다. 그래서, 크리스탈 주파수를 때로는 100으로 나누고 때로는 101로 나눔으로써, 심볼 비율의 8배, 또는 초당 194.4 kilosamples에 대해 정확한 근사치를 생성하는 것이 진짜 바람직하다. N1회의 100등분이 일어나고 101등분이 일어나는 회수 N2가 이제 유도된다.

20 mS의 D-AMPS 프레임 반복 주기는 19.44 MHz 클럭의 388,800 사이클에 반대되는 19.5 MHz 클럭의 390,000 사이클을 나타낸다.

그래서, 타이밍 발생기는 20 mS 반복 주기를 생성하기 위해 19.44 MHz 클럭이 사용될 때의 388,800에 반대되는 19.5 MHz 클럭이 사용될 때의 390,000으로 나누도록 프로그램된다. D-AMPS TDMA 프레임은 3 시간슬롯으로 분할되어, 한 시간슬롯은 19.44 MHz 클럭의 129,600에 반대되는 19.5 MHz의 130,000 사이클의 기간이다. 그러므로, N1 및 N2에 대한 제1 식은

$$100.N1 + 101.N2 = 130,000.$$

부가하여, 생성되는 1/8 심볼 샘플 주기의 총수는 이전과 같이 $8 \times 162 = 1296$ 이므로, N1 및 N2에 대한 제2 식은

$$N1 + N2 = 1296.$$

이들 식을 풀면, $N2 = 400$, $N1 = 896$ 이다.

그래서, 스킵 카운터는 총 400회의 101등분으로 산재된 총 896회의 100등분을 실행하도록 프로그램되어, 25 nsec 또는 19.5 MHz의 클럭 주기의 반 클럭 주기 정도 보다 더 큰 타이밍 에러를 갖지 않도록 총 1296의 1/8 심볼 주기를 생성한다. 도 20은 상기를 이루는 스킵 카운터 설계를 도시한다. 분할기(100)는 누적기(101)로부터의 제어 입력에 따라 100 또는 101로 나누도록 구성되므로, 분할기(100)로부터의 연속적인 출력 펄스는 19.5 MHz 클럭의 100 사이클 또는 101 사이클 만큼 간격이 주어진다. 누적기(101)는 모듈로-81 누적기로 구성되고, 이는 증가분을 더한 이후, 누적기내의 값이 81 보다 크거나 같으면, 누적기값으로부터 81을 감산하고 오버플로우(overflow) 또는 운반(carry) 펄스가 발생된다. 누적기(101)로부터 출력되는 운반 펄스는 분할기(100)가 101등분하도록 하는데 사용된다.

최종 분할기(100) 출력 펄스에 의해 증가되는 경우 누적기(101)에 의해 운반이 일어나지 않으면, 분할기(100)는 다음 출력 샘플 비율 펄스를 만들도록 19.5 MHz 클럭 입력의 100 사이클을 카운트한다. 최종 분할기 출력 펄스가 누적기에 증가하여 오버플로우를 일으키면, 분할기(100)로 피드백된 누적기 운반 출력은 분할기가 다음 분할기 출력 샘플 비율 펄스를 만들기 이전에 19.5 MHz 클럭 입력의 101 사이클을 카운트하게 한다.

누적기 증가를 25로 설정함으로써, 누적기는 400/1296 시간과 같은 시간의 운반 펄스 25/81을 만들고, 이는 D-AMPS 시간슬롯에서 정확히 1296개의 $8 \times$ 심볼 비율 펄스를 만드는데 필요한 상기에 계산된 101등분의 비율이다.

도 16은 19.5 MHz 크리스탈을 사용하는 내부 주파수 계획을 도시한다. D-AMPS 모드의 제1 IF는 154.32 MHz로 변하여, 각각 800 및 1900 MHz 동작에서 전송 위상 비교기(43)에 1320 KHz 및 1080 KHz의 높은 위상 비교기 주파수를 제공하고, 또한 제2 LO 위상 비교기(31)에서 780 KHz의 높은 비교 주파수를 제공한다.

본 발명의 또 다른 실시는 도 17에 도시되고, 이때는 모든 무선 발진기 주파수를 유도하는데 13 MHz 크리스탈을 사용하고, AMPS 및 D-AMPS 모드에 대한 비트 및 디지털 샘플링 비율을 유도하는데만 디지털 칩(20)에 연결된 19.44 MHz 크리스탈을 사용한다. 이 경우에서의 주파수 계획은 실질적으로 제2 LO 위상 비교기가 520 KHz에서 동작하는 점만이 도 16과 다른 도 18에 도시된다.

도 16 및 도 18에서는 모두, 메인 수신기 합성기(제1 LO)가 PCS1900 모드에서 5(선택적으로 10 또는 20), AMPS 및 D-AMPS 모드에서 12의 모듈러스를 갖는 등분-N 합성기로 동작한다.

도 19의 배열을 사용함으로써 디지털 클럭을 발생하는데만 사용되는 19.44 MHz 크리스탈을 제거하는 것이 가능하고, 여기서는 디지털 칩(20)이 필요할 때 내부 PLL을 통해 19.44 MHz 클럭 자체를 생성한다. 이를 용이하게 하기 위해, 분할기(41, 42)는 두 분할기(41a, 41b) 및(42a, 42b)로 나뉜다. 분할기(41a)는 전송 위상 비교기(43)가 동작하는 1320 KHz를 구하도록 800 MHz에서 D-AMPS 모드로 154.44 MHz의 제2 LO 주파수를 11로 나눈다. 선택기 스위치(41c)는 이 모드에서 분할기(41a)의 출력을 선택하도록 동작된다. 이 모드 동안, 분할기(41b)는 동시에 동작하여, 디지털 칩(20)에 14.040 MHz 출력을 제공하도록 11로 나눈다. 이 주파수는 필요할 때 내부 PLL을 통해 디지털 칩(20)에 발생하는 19.44 MHz와 1080 KHz의 공통 계수를 공유한다. 분할기(42a)는 이때 발진기(51)의 60 KHz 단차를 제공하는데 모듈러스-11 등분-N 분할기(43)와 함께 사용되는 660 KHz를 구하도록 위상 비교기(43)의 동작 주파수를 또 다른 계수 2로 나누게 동작하고, 이는 800 MHz AMPS 또는 D-AMPS 동작에서 2등분한 이후 30 KHz 단차를 제공하게 된다. 1900 MHz D-AMPS 동작에서, 스위치(41c)는 대신에 13으로 나뉜 14.04 MHz, 즉 1080 KHz인 분할기(42b)의 출력을 선택한다. 이는 800 MHz에서의 45 MHz와 비교해 1900 MHz에서의 80.04 MHz인 듀플렉스 오프셋을 제공하는데 원하는 주파수이다. 위상 비교기(43)에 대해 선택된 1080 KHz는 또한 3등분하도록 재프로그램된 분할기(42a)에서 3으로 더 나누어져, 분할기(48)에 대해 12의 등분-N 모듈러스를 사용하는 것과 함께 1900 MHz의 D-AMPS 동작 동안 공진기(51)에 30 KHz 동조 단차를 제공하는 위상 비교기(49)에 360 KHz 위상 비교 주파수를 제공한다. PCS1900 동작에서, 분할기(41b)는 12등분하도록 프로그램되어, 디지털 칩(20)에 13 MHz 클럭 출력을 제공하도록 156 MHz의 제2 LO를 분할한다. 13 MHz는 분할기(42b)에서 위상 검출기(43, 48)의 동작 주파수인 1 MHz로 13등분된다. 그래서, 분할기(42a)는 M3 = 1을 만들도록 프로그램된다. 분할기(48)에 5의 등분-N 모듈러스를 사용하는 것은 이 모드에서 원하는 200 KHz 단차를 제공한다.

이와 같이, 상기에서는 본 발명이 270.833 KB/s 및 24.3 KS/S의 다른 심볼 비율, 30 KHz 또는 200 KHz의 다른 채널 스페이싱, 및 45 MHz, 80.04 MHz, 또는 80.00 MHz의 전송-수신 듀플렉스 스페이싱을 유도하는 다양한 방법으로 단일 크리스탈 기준 또는 2개의 크리스탈을 사용해 이중-대역, 이중-모드 송수신기의 구조를 허용하는 것으로 나타난다.

더욱이, 이 탄력성은 종래 기술과 비교해 개선된 설계로 이루어지므로, 무선 하드웨어가 감소된 수의 RF 상호연결을 갖는 기본적인 3개의 집적 회로 칩으로 감소되도록 허용하여, 내부 간섭의 위험성을 최소화하고 전력 소모를 줄이게 된다.

상기에 설명된 바와 같이, 전송 주파수의 발생을 제어하는데 전송 오프셋 주파수를 사용하는 다른 방법은 로크 주파수(lock frequency)를 사용한다. 도 21은 본 발명의 제2 실시예에 따라 로크 주파수를 사용하는 이중 대역 송수신기를 설명한다.

제2 실시예에 따른 이중 대역 송수신기는 상기에 설명된 이중 대역 송수신기와 유사한 구성성분, 예를 들면 듀플렉서(duplexor), 수신 전치부, 수신기 IF, 변조기, 및 전력 증폭기를 포함한다. 비록 도시되지 않았지만, 제 2 실시예에 따른 이중 대역 송수신기는 또한 상기에 설명된 바와 같이 DSP 수단(20)을 구비한다.

설명을 목적으로, 제2 실시예는 PCS 및 AMPS/DAMPS 표준에 따른 동작을 참고로 설명된다. 그러나, 본 발명은 다른 표준에도 적용가능한 것으로 이해된다.

도 21을 참고로, 주파수 듀플렉스 동작에서, 듀플렉서(11a)는 다이플렉서(duplexer) 또는 스위치, PCS 및 AMPS/DAMPS 결합기, PCS 듀플렉서 또는 RX/TX 스위치, 또한 AMPS/DAMPS 듀플렉서를 포함한다. 안테나(10)에 의해 수신된 신호는 동작 대역을 선택하도록 다이플렉스 또는 스위치된다. PCS 및 AMPS/DAMPS 결합기는 시스템의 전력 레벨을 검출하고, 시스템이 관심있는 대역에 대해 적절한 전력 레벨로 동작할을 보장하는 DSP(20)와 통신한다. PCS 듀플렉서 또는 RX/TX 스위치 및 AMPS/DAMPS 듀플렉서는 적절한 입력을 수신기 전치부(12a)에 연결시킨다.

듀플렉서는 특정한 대역에 대한 요구조건에 의존하여 고립기(isolator) 또는 순환기(circulator)와 연관되어 사용되거나 스위치로 대체될 수 있다. 유사하게, 스위치는 고립기 또는 순환기와 연관되어 사용되거나 듀플렉서로 대체될 수 있다.

수신기 전치부(12a)는 하나 이상의 저잡음 증폭기 및 다운 변환 믹서를 포함한다. 수신기 전치부(12a)는 도 21에 도시된 바와 같이 각 대역에 대해 분리된 증폭기 및 믹서를 포함한다. 각 대역에 대한 필터는 수신기 전치부(12a)에 포함되거나, 도 21에 도시된 바와 같이, 분리된 구성성분으로 실시될 수 있다. 제1 LO(51) 및 주파수 2배기(59)는 또한 전치부(12a)에 포함되거나, 도 21에 도시된 바와 같이, 분리된 구성성분으로 실시될 수 있다.

저대역 동작에서, 제1 LO(51)로부터의 제1 LO 주파수는 수신기 전치부(12a)내의 믹서로 전해진다. 고대역 동작에서는 제1 LO 주파수가 2배기(59)에서 2배로 된 이후에 수신기 전치부(12a)내의 믹서로 전해진다. 제1 LO 주파수나 2배로 된 제1 LO 주파수는, 대역에 의존하여, IF 필터(15)에서 필터링될 제1 중간 주파수 신호를 만들도록 원하는 수신 주파수 신호와 혼합된다. 원하는 수신 주파수는 제1 LO PLL(14)을 사용하여 원하는 수신 주파수와 제1 IF의 합이나 차이와 같은 주파수로 제1 LO(51)를 동조시킴으로써 선택된다. 제1 LO(51)는 기준 주파수 소스, 예를 들면 크리스탈 주파수 발진기(21,22)로부터 유도되는 기본 동조 단차 크기의 정수배로 제1 LO PLL(14)에 의해 동조된 채널 스테퍼(channel stepper)이다. 제1 LO(51)는 수신된 신호를 원하는 제1 IF로 변환하도록 가능한 2가지 수신 주파수 대역 중 낮은 것에 적응된 주파수로 동작한다. 고대역 동작을 위해, 제1 LO PLL(14)은 주파수 2배기(59)를 사용해 기본적인 동조 단차 크기의 2배의 정수배로 제1 LO(51)를 동조시킨다.

제1 LO PLL(14)은 제1 LO 주파수 또는 2배로 된 제1 LO 주파수를 기준 주파수에 비교하고, 제1 LO(51)를 제어하는 에러 신호를 발생한다. 제1 LO PLL(14)은 제1 LO 주파수 또는 2배로 된 제1 LO 주파수를 기준 주파수에 비교하는가 여부를 선택하는 스위치를 포함할 수 있다. 하단 주파수가 항상 선택되면, 이 스위치는 제거될 수 있다. 대역에 의존해, 제1 LO PLL(14)에서 비교하도록 LO 주파수를 선택함으로써, 똑같은 채널 스테핑(예를 들면, 30 KHz)이 두 대역에서 모두 유지될 수 있다. 부가하여, 저대역 동작을 원할 때 저대역 주파수의 두배에서 제1 LO PLL(14)을 동작시키지 않음으로써 전류가 절약된다.

수신기는 예를 들면, 제2 LO(33)로부터의 제2 LO 주파수와 제1 중간 주파수를 혼합시키는 믹서를 포함하는 수신기 ID 회로(16a)에서 제2 주파수 다운 변환을 실행한다. 비록 분리된 구성성분으로 도시되었지만, 제2 LO(33)는 수신기 IF 회로(16a)에 포함될 수 있다. 제2 LO(33)는 제2 LO 주파수를 예를 들면, 크리스탈 발진기(21)로부터의 기준 주파수와 비교하여 여러 신호를 만드는 IF PLL 회로(17)에 의해 원하는 주파수로 제어된다.

전송기는 전송 주파수를 발생하도록 전송 주파수 발진기(45)를 포함한다. 전송 주파수는 듀플렉스 스페이싱에 의해 제1 LO 주파수로부터 오프셋되어, 제1 중간 주파수와 조합된다. 과거에, 전송 주파수 오프셋은 전송 주파수의 발생을 제어하는데 사용되었다. 이 방식으로 오프셋을 사용하는 문제점은 필터링되어야 하는 업 변환 제품이 발생된다는 점이다. 이는 전송기에 필터링 부담을 줄인다.

제2 실시예에 따라, 이 문제점은 제1 LO 주파수를 전송 주파수와 혼합하여 로크 주파수를 만들고 TX PLL(19)에서 로크 주파수와 기준 주파수를 비교함으로써 방지된다. 비교 결과는 전송 주파수 발진기(45)에 의해 전송 주파수의 발생을 제어하는데 사용된다.

모범적인 실시예에 따라, 전송 주파수 발진기(45)에 의해 발생하는 전송 주파수 신호는 "온-채널(on-channel)" 전송 주파수를 만들도록 버퍼/곱셈기(53)에서 정수 X_1 , X_2 , ..., 또는 X_N 으로 곱하여진다. 이 주파수는 TX 믹서(46)에서 제1 LO(51)로부터의 제1 LO 주파수와 혼합되어 로크 주파수를 만든다. 로크 주파수는 예를 들면, 크리스탈 발진기(21) 또는 제2 LO(33)와 같은 다른 적절한 주파수 소스로부터의 기준 주파수와 비교되고, 그 결과는 TX LO(45)를 제어하는데 사용된다.

주파수 2배기(54)는 두 주파수 대역 중 더 높은 대역에서의 동작을 원할 때 고대역 전송 주파수를 만들도록 저대역 전송 주파수를 2배로 한다. 고대역 전송 주파수 및 저대역 전송 주파수 신호는 각각 증폭기(55, 56)에서 증폭되고, 이어서 예를 들면, DSP(20)로부터의 정보로 I/Q 변조기(18)에서 변조된다.

I/Q 정보는 I/Q 변조기(18)를 통해 전송기 캐리어로 직접 변조된다. 2배기(54)의 출력은 고대역에서의 동작을 원할 때 변조되고, 곱셈기(53)의 출력은 저대역 동작을 위해 변조된다. 변조된 신호는 도 21에 도시된 바와 같이, 각 대역에 대해 최적화된 단일 광대역 디바이스 또는 개별적인 협대역 디바이스로 실시될 수 있는 가변 이득 증폭기(57, 58)에서 증폭된다. 가변 이득 증폭기(57, 58)의 출력은 도 21에 도시된 바와 같이 협대역 전력 증폭기로 실시되거나 광대역 전력 증폭기로 실시될 수 있는 전력 증폭기(13)를 사용해 전송 전력 레벨로 증폭된다. 믹서(46), 곱셈기(53, 54), 증폭기(55, 56), 변조기(18), 및 가변 이득 증폭기(57, 58)는 도 21에 도시된 바와 같이 단일 디바이스로 실시될 수 있다.

제2 실시예에 따른 이중 대역 무선 설계는 실시될 각 대역에서의 특정한 표준에 의존하여 몇가지 방법으로 수정될 수 있다. 예를 들면, 온-채널 TX LO(45)는 발진기의 대역 사용 사이의 동조 범위에 도움이 되면 대역 스위치를 포함할 수 있다.

부가하여, TX 믹서(46)의 출력은 도 22에 도시된 바와 같이, TX PLL(19)에서의 비교 이전에 필터(46a)에서 필터링될 수 있다. 이는 스푸어(spur) 내용을 감소시킨다.

I/Q 변조기(18)는 도 21 및 도 22에 도시된 바와 같이, 광대역으로 두 전송 대역을 커버할 수 있다. 다른 방법으로, I/Q 변조기는 도 23에 도시된 바와 같이, 협대역으로 각 대역에 대해 최적화될 수 있다.

도 24에 도시된 바와 같이, 전송 주파수는 TX LO(45)에서 TX 믹서(46)로 직접 전해질 수 있다. 이 경우에는 곱셈기(54)가 버퍼(54b)로 대체되고, 분할기(53c)가 저대역 경로에 부가될 수 있다.

도 25에 도시된 바와 같이, 전송 발진기 주파수는 정수 1을 포함하여 원하는 전송 신호의 정수 곱수/몫이 될 수 있다. 이를 위해, 곱셈기/분할기(53a-b) 및(54a)는 각각 저대역 및 고대역에 포함된다. 스위치는 곱셈기/분할기(53a, 53b)에서의 곱셈/나눗셈에 의존하여, 곱셈기/분할기(54a)에서 곱셈/나눗셈을 선택하도록 고대역 경로에 포함될 수 있다. 전송 주파수는 곱셈기/분할기로부터 TX 믹서(46)에 전해질 수 있는 것으로 이해된다.

또한, 도 25 및 도 26에 도시된 바와 같이, 가변 이득 증폭기(59a) 및(59b)는 변조기 출력에서 가변 이득 증폭기(57, 58)에 부가하여, 또는 그 대신에 I/Q 변조기 입력에 존재할 수 있다.

제2 실시예에 따른 이중 대역 송수신기는 다수의 이점을 갖는다. 예를 들면, 전송기는 전송기 캐리어를 만드는데 오프셋 신호를 사용하는 것에 반대되어, 로크 주파수를 발생하는데 온-채널 전송 주파수를 사용한다. 결과적으로, 스푸어가 더 적은 신호가 발생된다. 온-채널 배열은 또한 무선 표준의 전송기 마스크를 만족시키는 필터링 조건을 감소시킨다. 이는 특히 본래 현저한 전송기 대역 필터링을 요구하지 않는 TDMA 표준을 사용하는 것과 같이, 플루플렉스가 아닌 라디오에 도움이 된다. 표면 음향파(Surface acoustic wave, SAW)는 통상적으로 전송 마스크를 넘는 변환 처리에서 발생하는 스푸어를 제거하도록 부가된다.

또 다른 이점은 로크 주파수가 전송기 오프셋 접근법에서 오프셋 발진기가 만드는 것과 같은 종류의 주파수인 점이다. 이 신호가 믹스 다운곱(mix down product)이기 때문에, 이는 발진기 회로에 의해 발생된 것 보다 더 낮은 조화파 에너지를 갖는 상당히 더 낮은 전력 레벨이 될 수 있다. 더 낮은 레벨로, 필터 주위에서 신호가 누설되고 믹서를 통해 또는 직접 전송기에서 벗어날 위험이 적다. 그래서, 본 실시예는 감소된 스푸어 신호 레벨의 이점을 갖는다.

제2 실시예에 따른 TX PLL(19)은 1 KHz 내지 1 MHz 중 임의의 위치에 절단 주파수(cutoff frequency)를 갖는 저역통과 필터로 동작하는 강한 필터링 기능을 실행한다. 기준 주파수로 사용되는 VHF 주파수는 전송 업 변환 처리에 삽입되기 이전에 매우 작은 값으로 필터링된다. 그러므로, 매우 낮은 스푸어 내용이 유지된다. 50 내지 250 MHz 신호의 필터링은 1 및 2 GHz 보다 1 MHz에서 훨씬 더 쉽다. 그래서, 본 실시예는 전송기에서 발생된 스푸어 신호의 필터링이 더 쉽다는 이점을 갖는다.

또 다른 이점은 IQ 변조와 전송출력 주파수 사이의 믹서/변조기 스테이지의 수가 1로 감소되기 때문에, 오프셋 접근법과 비교해 전송기에서 전류가 절약된다는 점이다. 선형 전송기에서는 모든 선형 믹서가 전류를 부가한다. 부가하여, 고주파수 대역에서 동작할 때에만 2배기(54)를 작동시킴으로써 전류가 절약된다. 전류는 또한 저대역에서 동작할 때 주파수의 2배에서 합성기의 유행을 방지하도록 메인 수신기 LO 합성기에 대한 저대역(900 MHz) 입력을 선택함으로써 절약된다.

또 다른 이점은 두 대역에서 전송기 및 수신기 채널에 대해 단일 채널 스테퍼를 공유하여, 공간, 전류, 및 비용을 감소시킨다는 점이다. 또한, 하나의 TX LO 및 하나의 제1 LO가 두 대역에 대해 공유되므로, 공간 및 비용을 더 감소시킨다.

또 다른 이점은 두 대역에서 모두 플루플렉스 동작이 허용된다는 점이다. 일반적으로, 이중 대역 송수신기에서는 대역 사이에서 듀플렉스 스페이싱이 다르다. 공유되는 채널 스테퍼에서, 이는 채널 스테퍼가 대역 사이의 듀플렉스 스페이싱에서 차이를 만드는 경우 문제가 될 수 있다. 제2 실시예에 따라, 전송기 루프는 채널 스테퍼 대신에, 듀플렉스 스페이싱 차이를 해결하고, 그에 의해 두 대역에서 플루플렉스 동작을 가능하게 한다.

제2 실시예에 따른 이중 대역 송수신기는 또한 저대역 및 고대역 모두에 대해 RX PLL(14)이 전체 채널 스페이싱에서 단차화될 수 있게 한다. 이는 900/1900 MHz 이중 대역 핸드셋내의 1900 MHz 대역에서 절반의 채널 스페이싱(IS-136, IS-137에 요구되는 30 KHz 채널 스페이싱에서 15 KHz)으로 TX PLL(14)을 증가시키는 것을 방지한다.

부가하여, 본 발명은 TX PLL(19)에서 탄력성을 제공한다. 전송기로부터 TX 믹서(46)에 제공되는 전송 주파수는 항상 낮은 대역에 있거나 대역 사이에서 스위칭될 수 있다.

비록 상기 실시예의 설명은 이중 대역 전화기에 대한 것이지만, 제2 대역에 대응하는 구성성분을 제거함으로써, 또는 단순히 한 대역에 대한 구성성분만을 사용함으로써 단일 대역 전화기에도 적용될 수 있는 것으로 이해된다.

본 발명은 셀룰러 라디오 이외의 내용에서도 유용하다. 본 발명은 종래 기술에 숙련된 자에 의해 다음의 청구항에서 설명되는 바와 같은 본 발명의 의도 및 범위내에 유지되면서 상기 지시를 사용하도록 적응될 수 있다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

전송 주파수상의 전송을 위해 신호를 발생하고 수신 주파수로 신호를 수신하는 무선 전송 및 수신 장치에 있어서,

상기 수신 신호를 제1 국부 발진기(local oscillator) 주파수 신호와 혼합하고 이를 제1 중간 주파수(intermediate frequency) 신호로 변환하는 제1 다운변환기(downconverter);

상기 제1 중간 주파수 신호를 제2 국부 발진기 주파수 신호와 혼합하고 이를 제2 중간 주파수로 변환하는 제2 다운변환기;

기준 주파수 신호를 제공하는 기준 수단;

상기 제1 국부 발진기 주파수 신호를 위한 제1 입력 및 상기 기준 주파수 신호를 위한 제2 입력을 갖고, 그에 의존하여 원하는 제1 국부 발진기 주파수 신호를 만들도록 상기 제1 국부 발진기를 제어하는 제어 신호를 만드는 제1 국부 발진기 주파수 합성기 수단;

상기 제2 국부 발진기 주파수 신호를 위한 제1 입력 및 상기 기준 주파수 신호를 위한 제2 입력을 갖고, 그에 의존하여 원하는 제2 국부 발진기 주파수 신호를 만들도록 상기 제2 국부 발진기를 제어하는 제어 신호를 만드는 제2 국부 발진기 주파수 합성기 수단;

전송 주파수 신호를 발생하는 전송 발진기 수단;

상기 전송 주파수 신호를 상기 제1 국부 발진기 신호와 혼합하여 로크 주파수(lock frequency) 신호를 만드는 전송 다운변환기 수단; 및

상기 로크 주파수 신호를 위한 제1 입력 및 상기 기준 주파수 신호를 위한 제2 입력을 갖고, 그에 의존하여 상기 전송 발진기 수단이 상기 전송 주파수 신호를 제어하는 제어 신호를 만드는 전송 합성기 수단

을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 2.

제1항에 있어서,

상기 제1 국부 발진기 주파수 합성기 수단에 입력되는 상기 제1 국부 발진기 주파수 신호를 2배로 하는 주파수 2배기(frequency doubler)를 더 포함하고, 상기 제1 국부 발진기 주파수 합성기 수단은 저대역 동작 및 고대역 동작을 위해 각각 상기 제1 국부 발진기 주파수 신호 또는 2배로 된 제1 국부 발진기 주파수를 선택하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 3.

제1항에 있어서,

상기 제1 다운변환기는 저대역 동작을 위해 상기 수신 신호를 상기 제1 국부 발진기 주파수 신호와 혼합하고, 고대역 동작을 위해 상기 수신 신호를 2배로 된 제1 발진기 주파수 신호와 혼합하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 4.

제1항에 있어서,

고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 2배로 하는 주파수 2배기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 5.

제1항에 있어서,

저대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 나누는 주파수 분할기(frequency divider)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 6.

제1항에 있어서,

저대역 동작 및/또는 고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 곱하는 주파수 곱셈기(frequency multiplier)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 7.

제1항에 있어서,

저대역 동작 및/또는 고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 나누는 주파수 분할기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 8.

제1항에 있어서,

상기 로크 주파수 신호를 필터링(filtering)하는 필터를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 9.

제1항에 있어서,

전송을 위한 신호를 만들도록 상기 전송 주파수 신호를 변조하는 변조기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 10.

제1항에 있어서,

전송을 위한 신호를 만들도록 상기 전송 주파수 신호를 증폭하는 가변 이득 증폭기(variable gain amplifier)를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 11.

전송 주파수상의 전송을 위해 신호를 발생하고 수신 주파수로 신호를 수신하는 방법에 있어서,

상기 수신 신호를 제1 국부 발진기 주파수 신호와 혼합하여 제1 혼합 신호를 만드는 단계;

상기 제1 혼합 신호를 제1 중간 주파수 신호로 변환하는 단계;

상기 제1 중간 주파수 신호를 제2 국부 발진기 주파수 신호와 혼합하여 제2 혼합 신호를 만드는 단계;

상기 제2 혼합 신호를 제2 중간 주파수로 다운변환하는 단계;

상기 제1 국부 발진기 주파수 신호와 기준 주파수 신호를 비교하고, 그에 의존하여 원하는 제1 국부 발진기 주파수 신호의 제작을 제어하는 제어 신호를 만드는 단계;

상기 제2 국부 발진기 주파수 신호와 상기 기준 주파수 신호를 비교하고, 그에 의존하여 원하는 제2 국부 발진기 주파수 신호의 제작을 제어하는 제어 신호를 만드는 단계;

전송 주파수 신호를 발생하는 단계;

상기 전송 주파수 신호를 상기 제1 국부 발진기 신호와 혼합하여 로크 주파수 신호를 만드는 단계; 및

상기 로크 주파수 신호와 상기 기준 주파수 신호를 비교하고, 그에 의존하여 상기 전송 주파수 신호의 발생을 제어하는 제어 신호를 만드는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12.

제11항에 있어서,

상기 제1 국부 발진기 주파수 신호를 2배로 하는 단계; 및

저대역 동작 및 고대역 동작을 위해 각각 상기 기준 주파수 신호와 비교하도록 상기 제1 국부 발진기 주파수 신호 또는 2배로 된 제1 국부 발진기 주파수 신호를 선택하는 단계

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13.

제11항에 있어서,

상기 수신 신호는 저대역 동작을 위해 상기 제1 국부 발진기 주파수 신호와 혼합되고, 상기 수신 신호는 고대역 동작을 위해 2배로 된 제1 발진기 주파수 신호와 혼합되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14.

제11항에 있어서,

고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 2배로 하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15.

제11항에 있어서,

저대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 나누는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16.

제11항에 있어서,

저대역 동작 및/또는 고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 곱하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 17.

제11항에 있어서,

저대역 동작 및/또는 고대역 동작을 위해 상기 전송 주파수 신호를 나누는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 18.

제11항에 있어서,

상기 로크 주파수 신호를 필터링하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 19.

제11항에 있어서,

전송을 위한 신호를 만들도록 상기 전송 주파수 신호를 변조하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

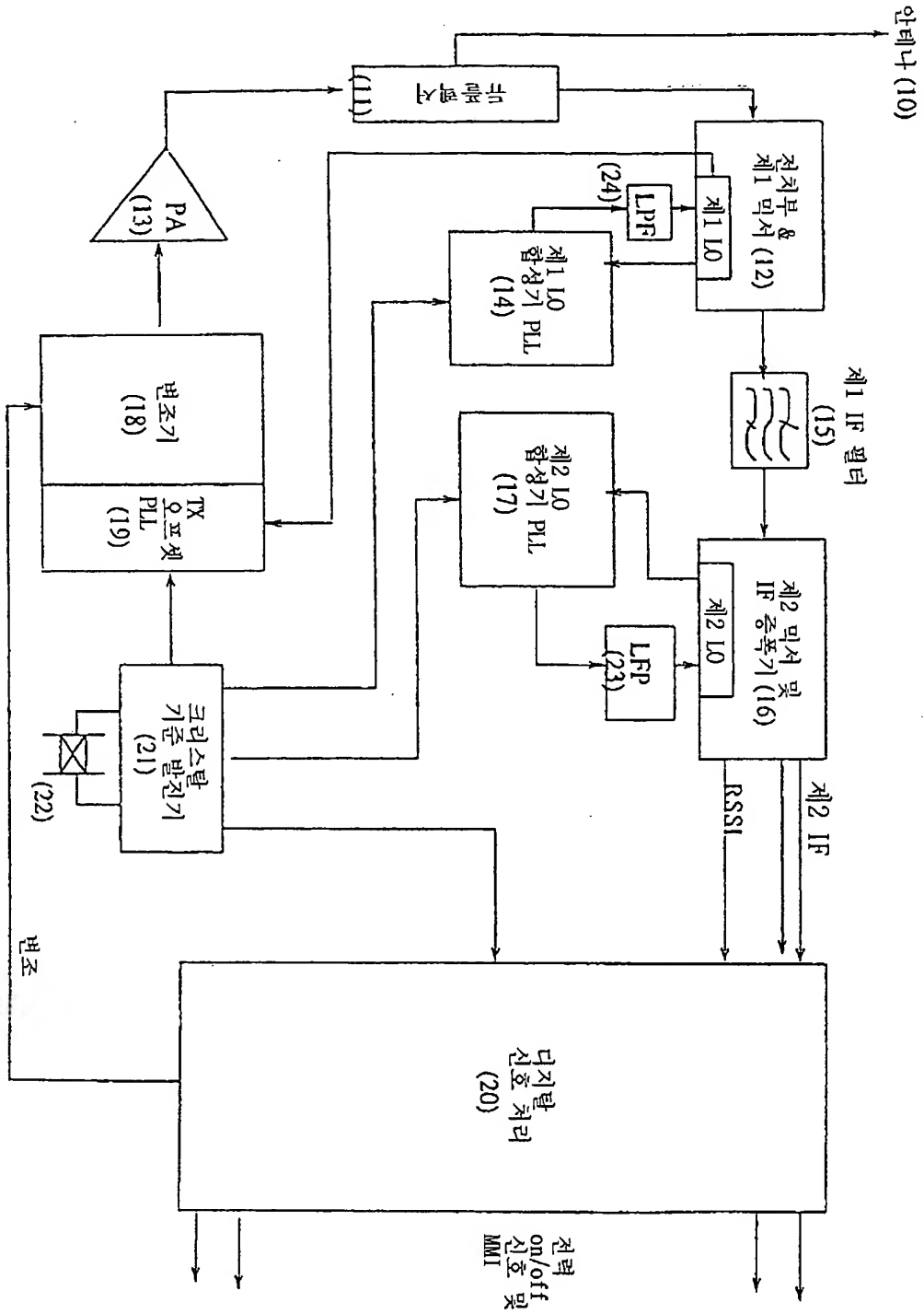
청구항 20.

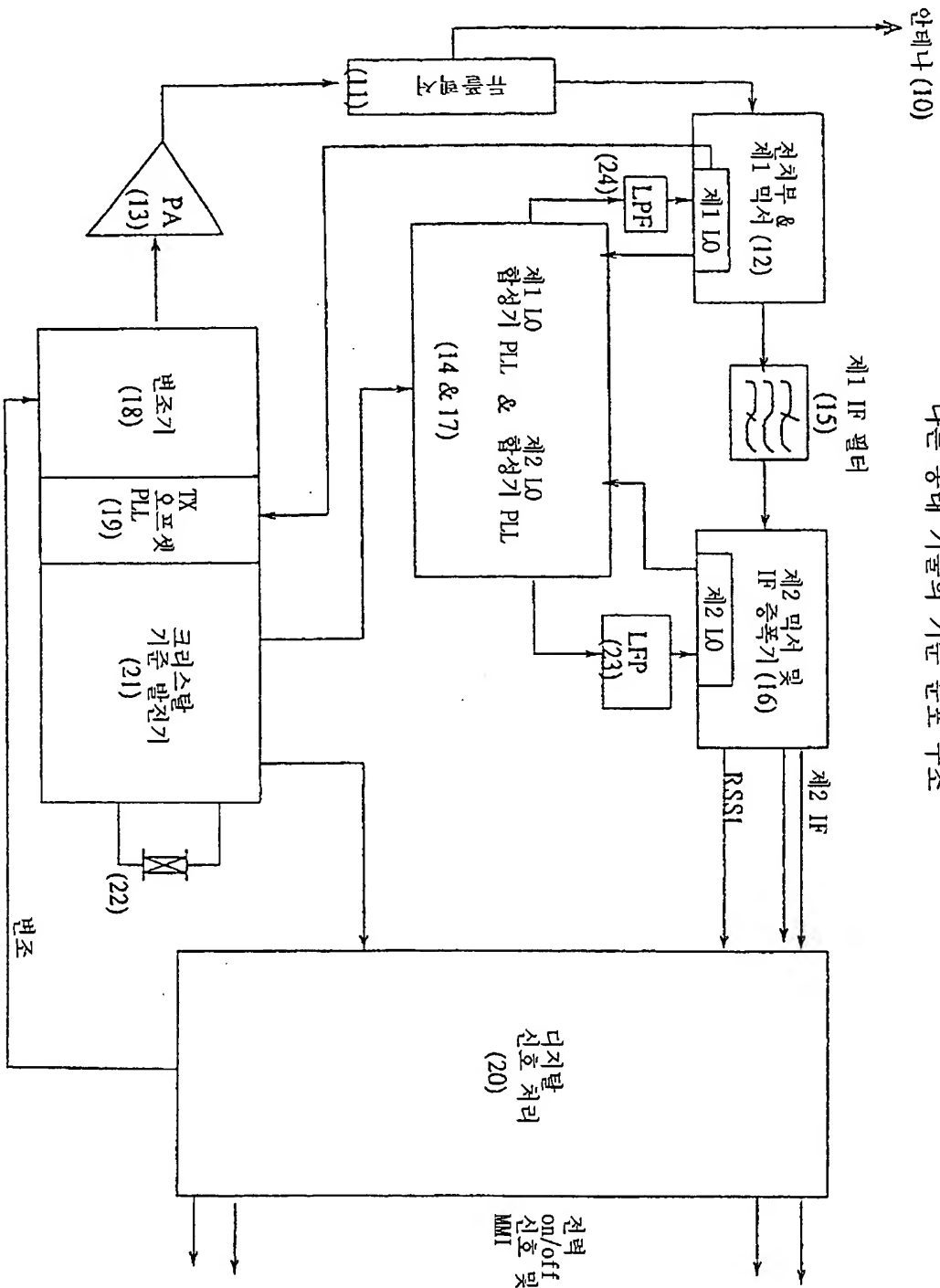
제11항에 있어서,

전송을 위한 신호를 만들도록 상기 전송 주파수 신호를 증폭하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

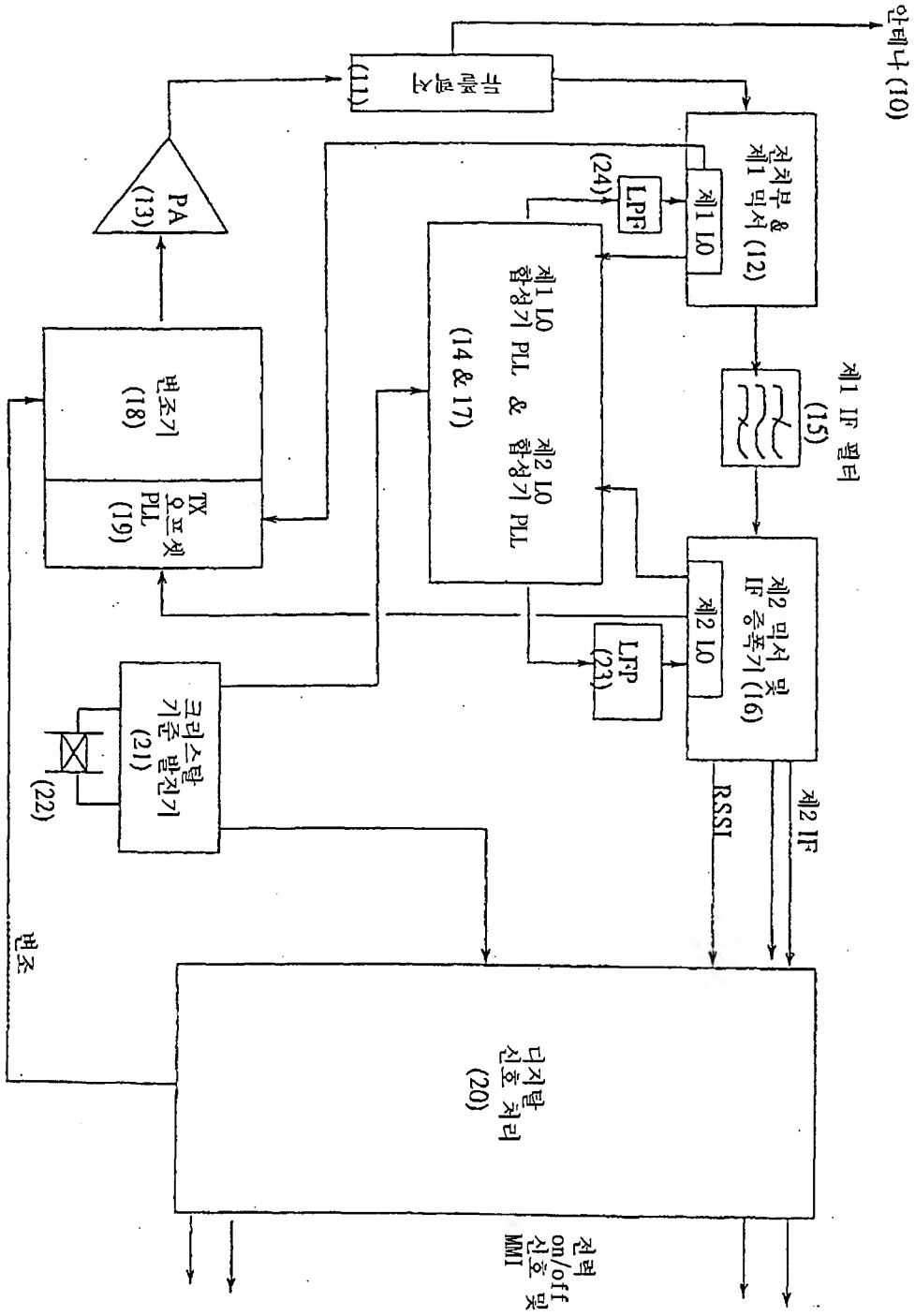
도면

중대 기술의 기준 주파수 분포

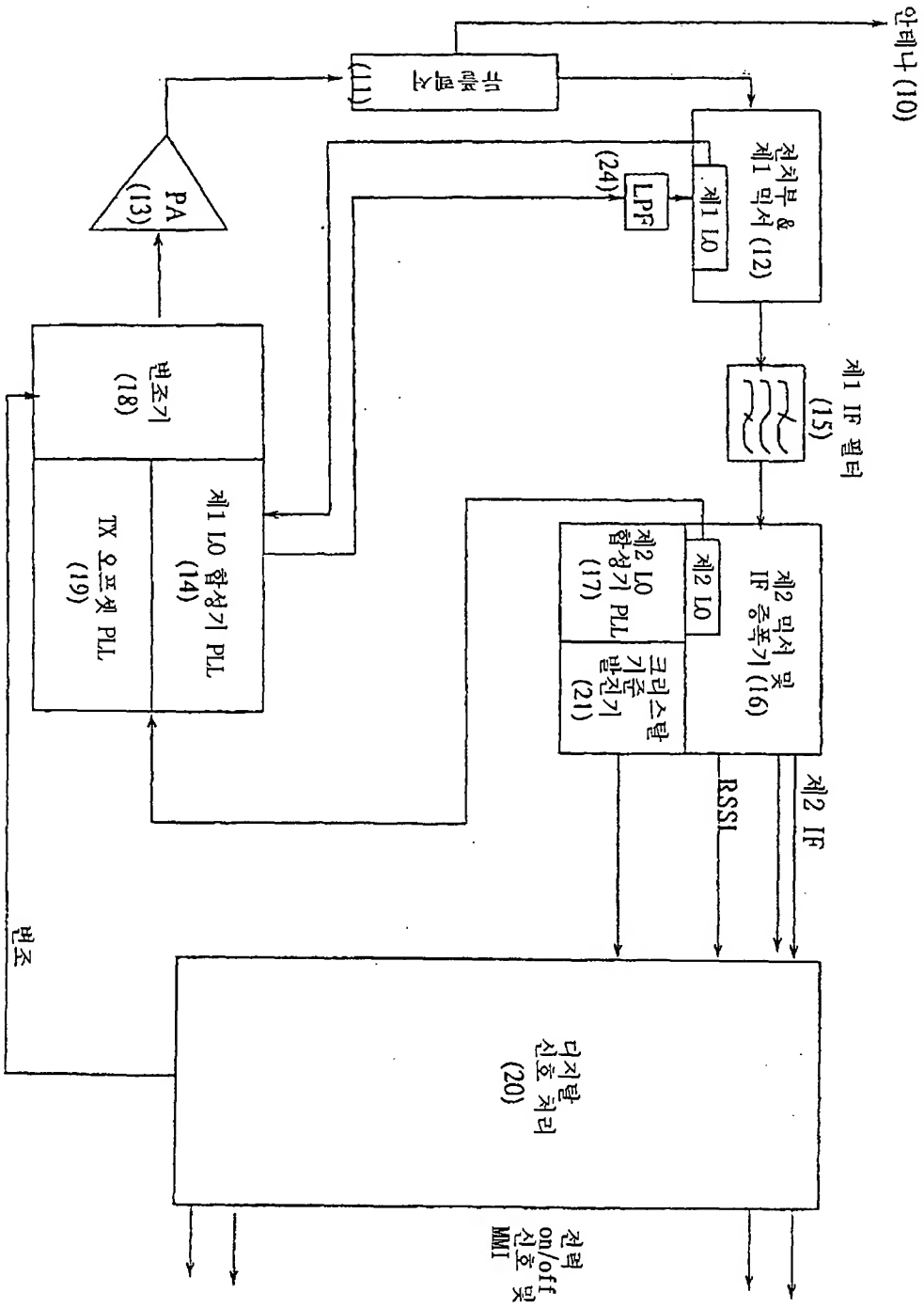




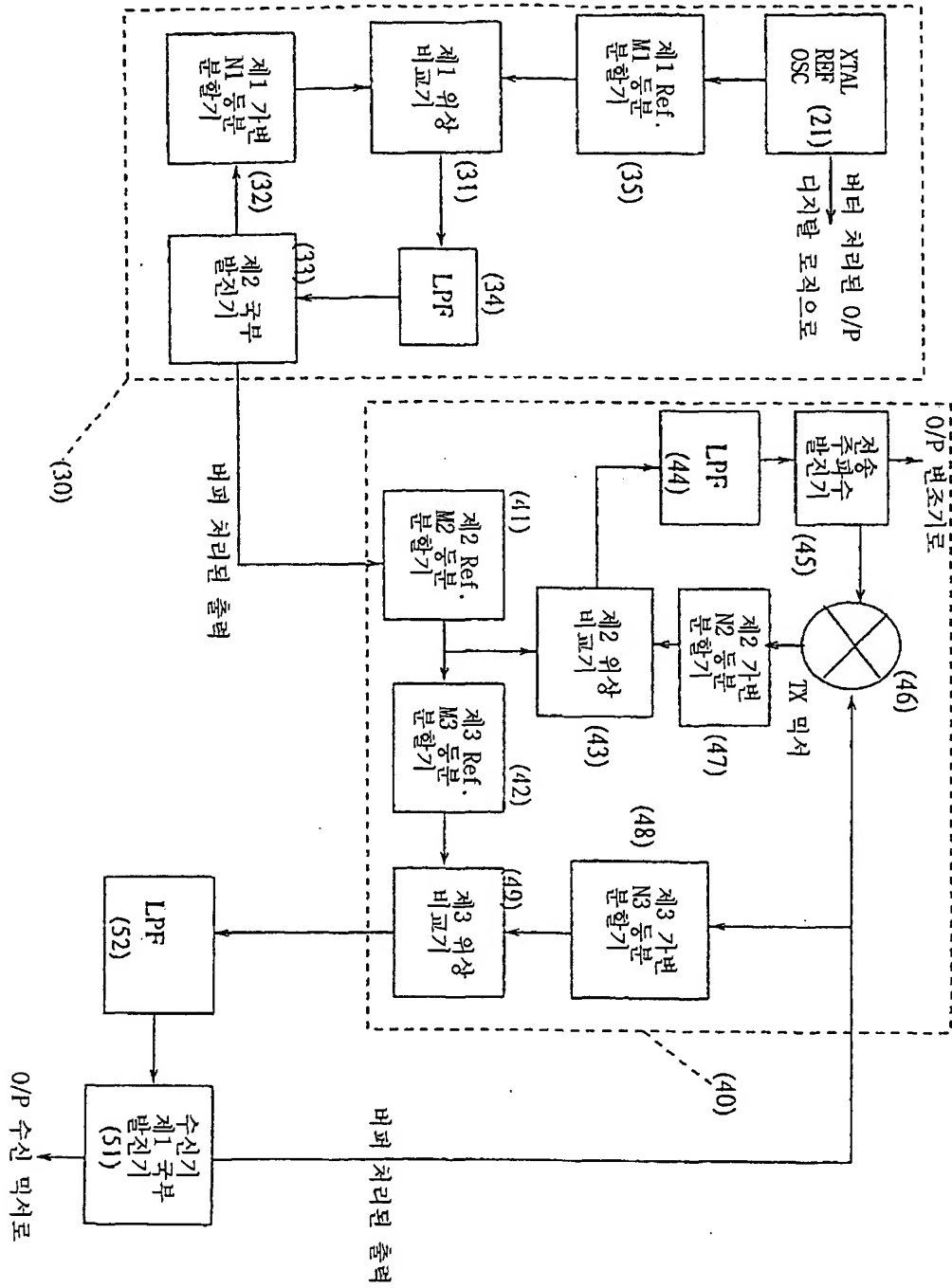
DOLMAN의 기준 주파수 분포

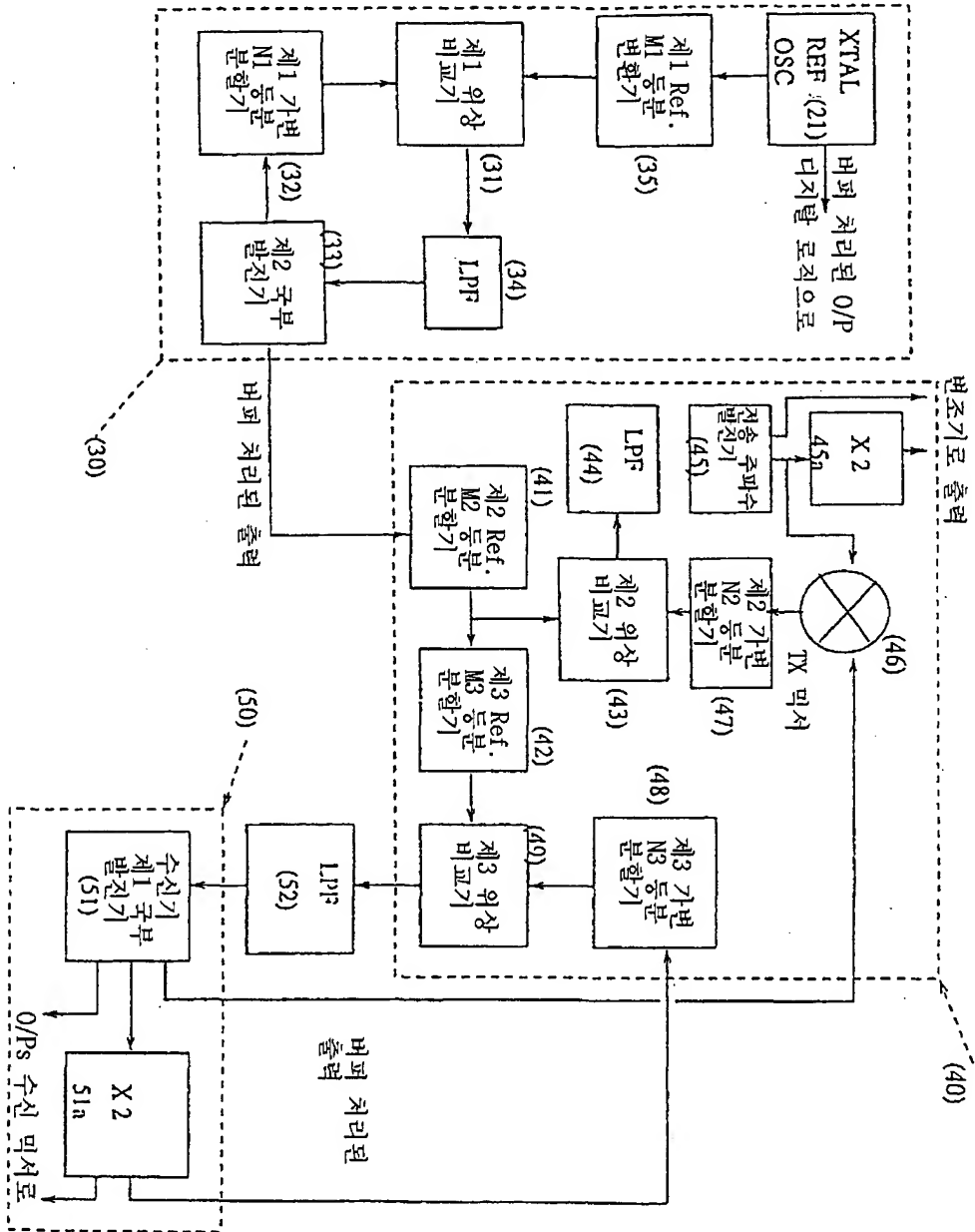


본 발명의 기준 주파수 분포

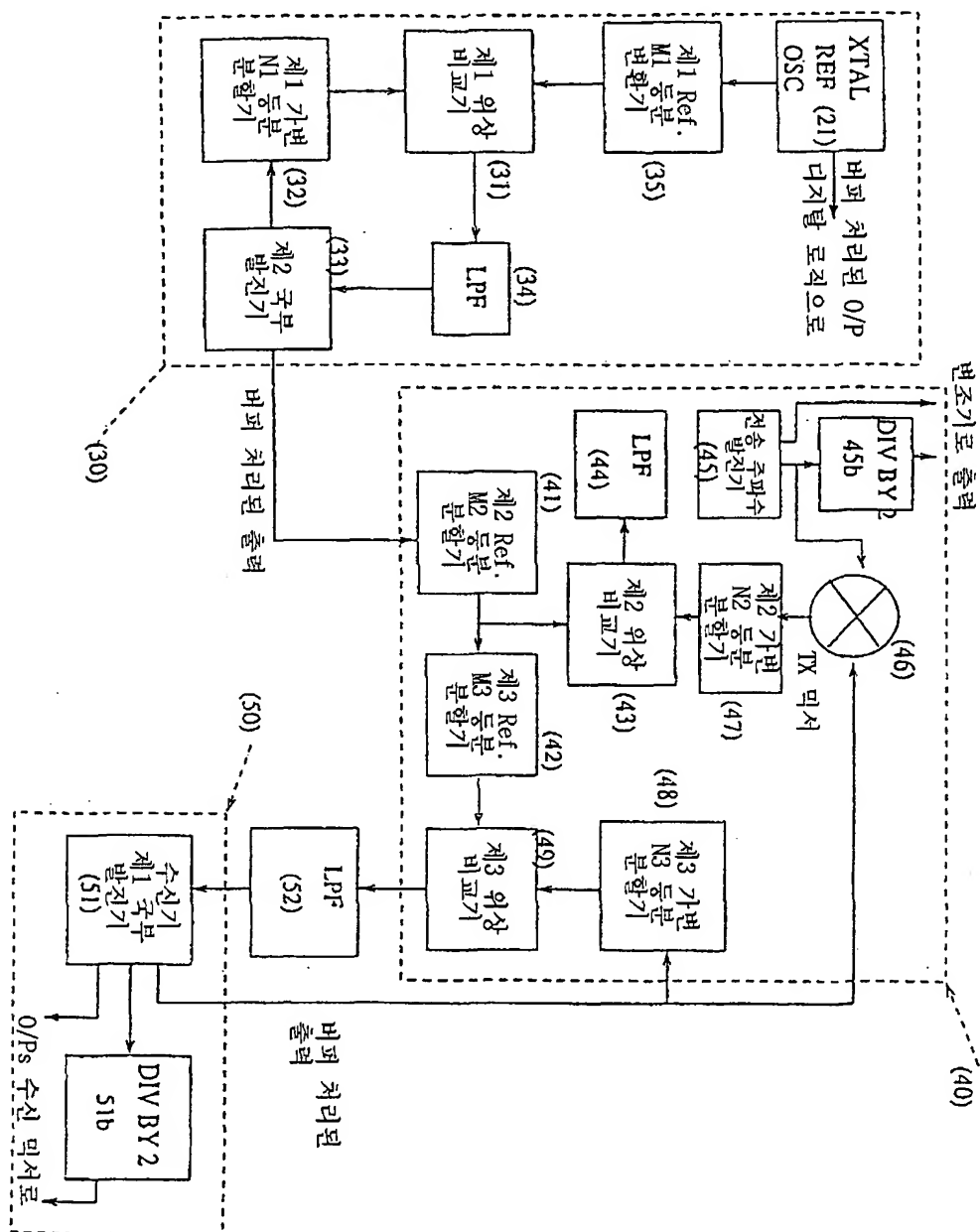


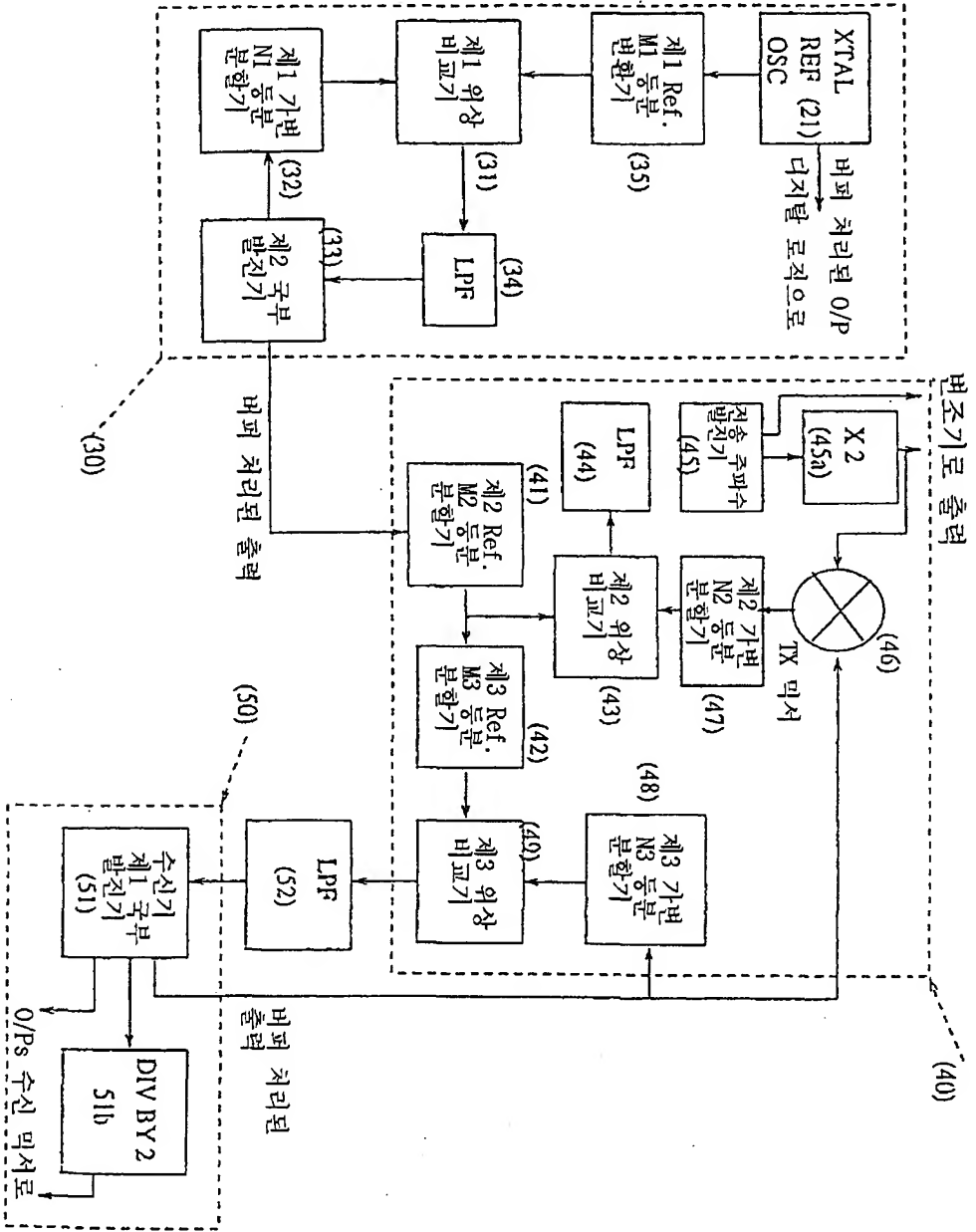
본 발명의 주파수 합성 배열



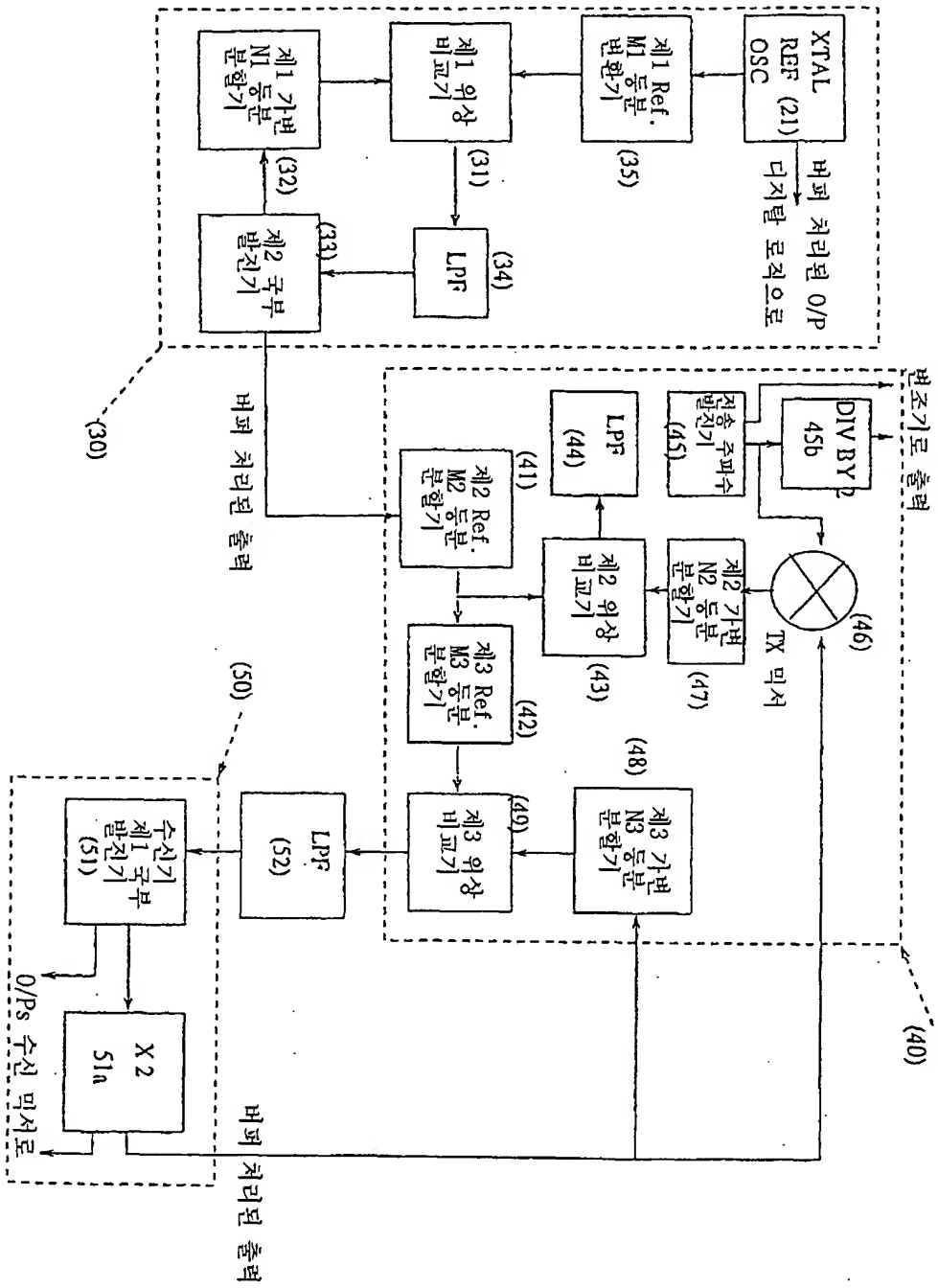


주파수 2배기가 없는 다른 방법

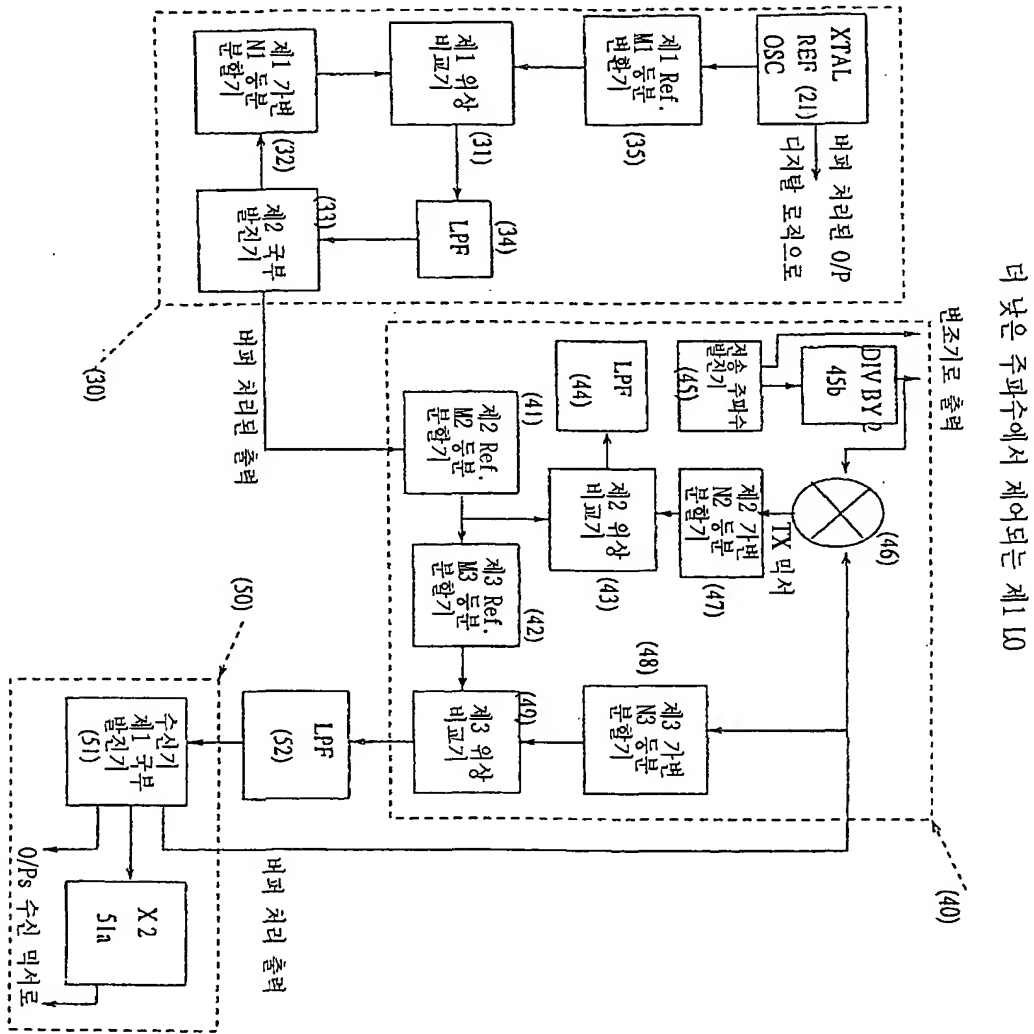


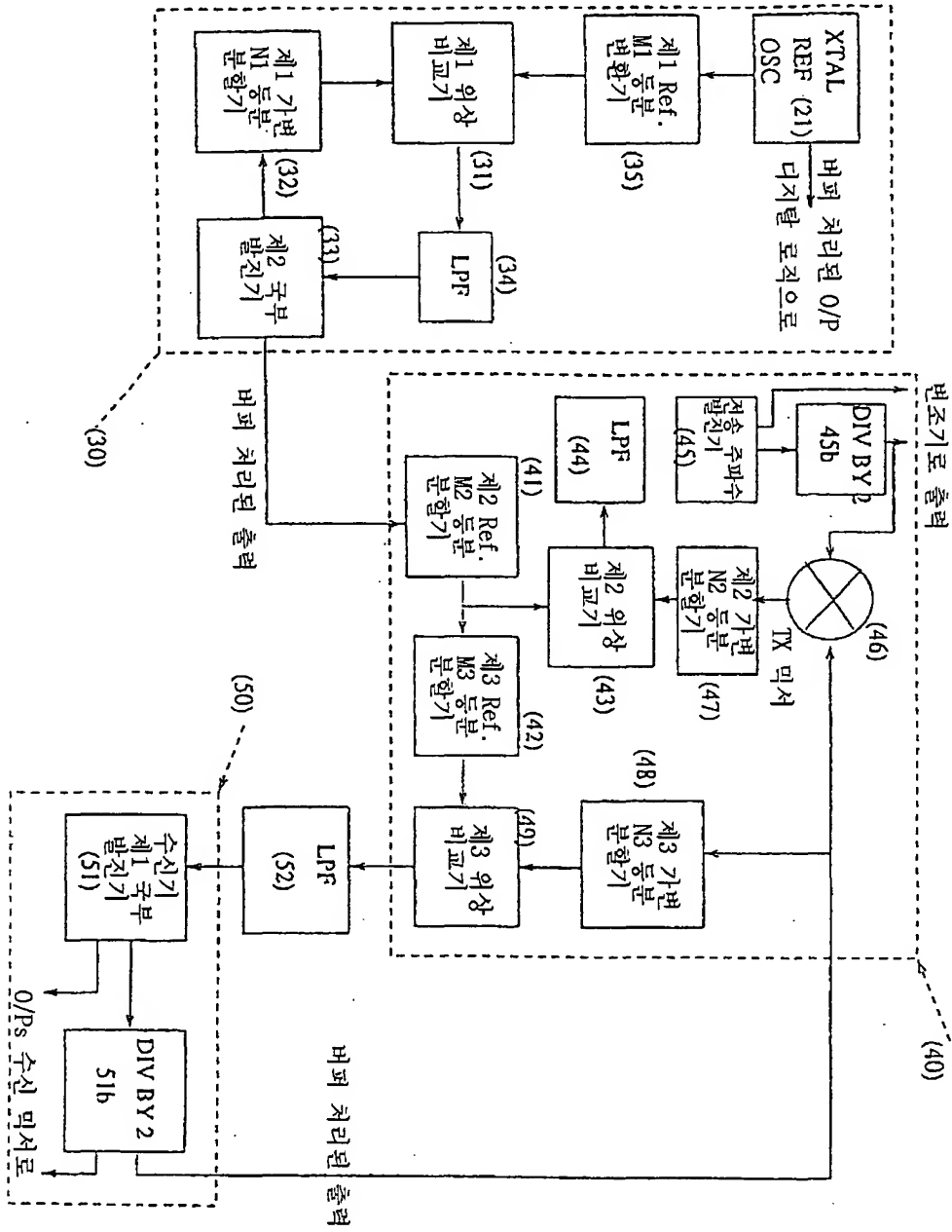


2등분기 및 2배기를 갖춘 다른 방법

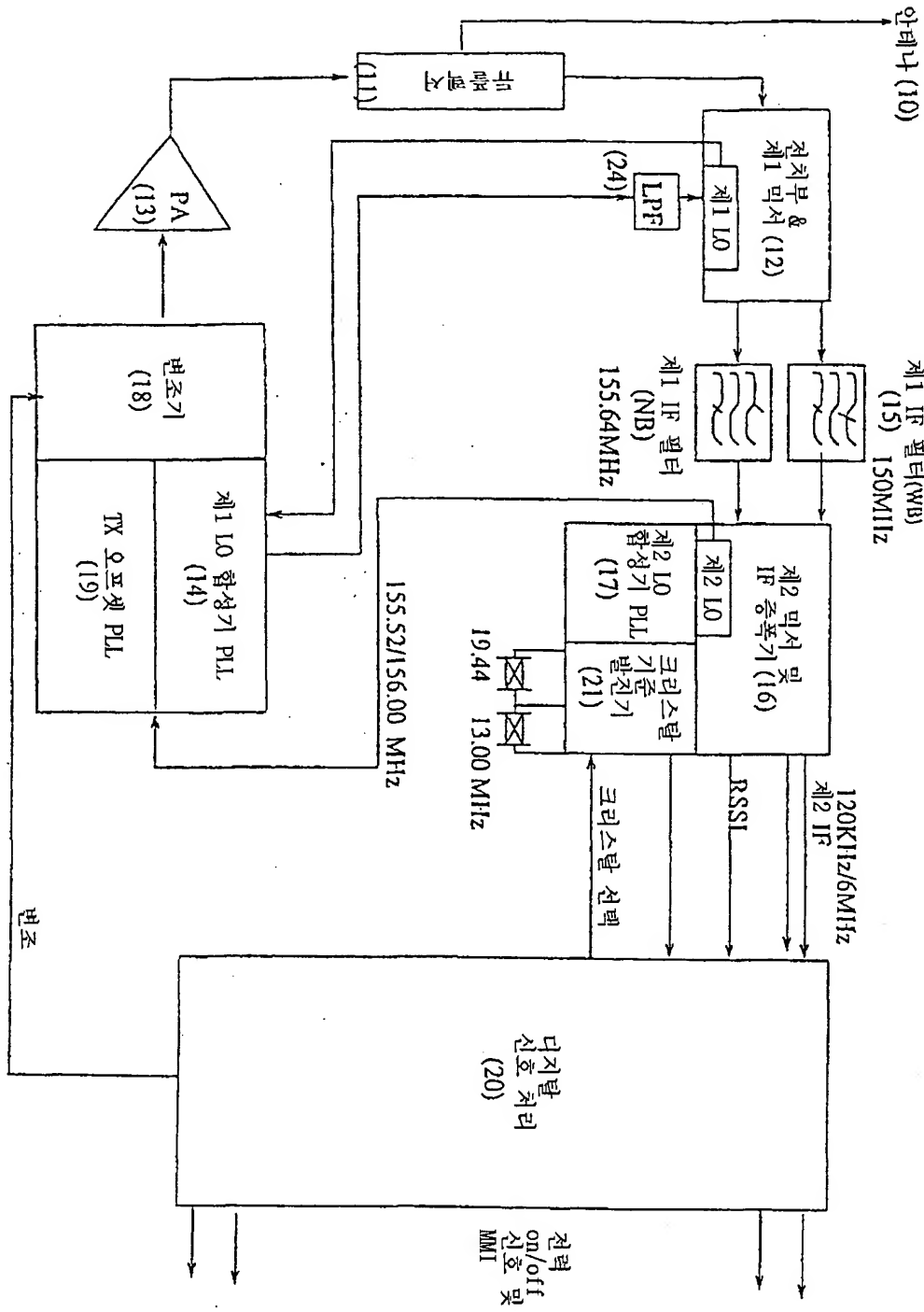


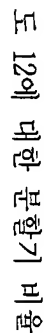
도면 10



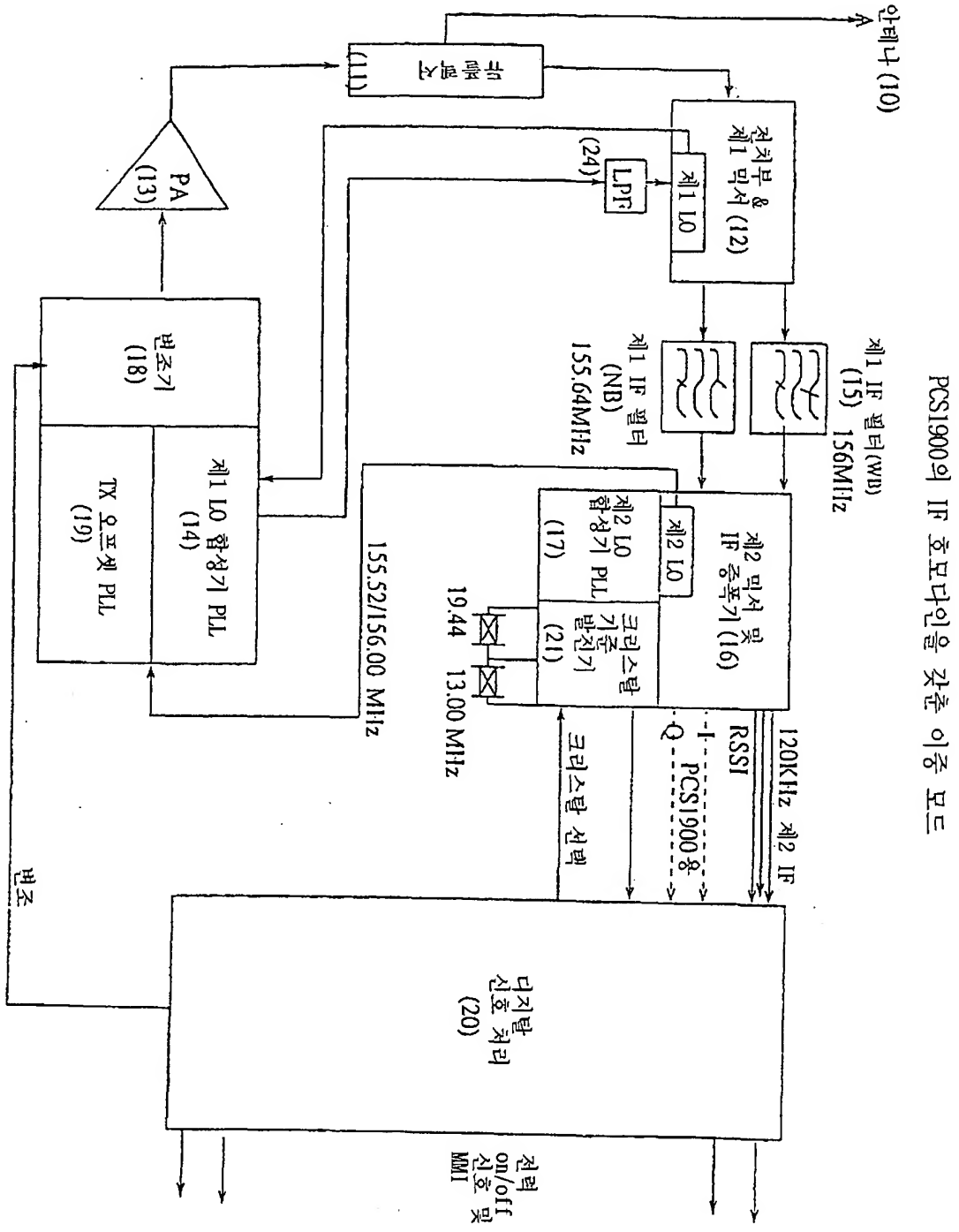


이중-모드 기준 주파수 분포

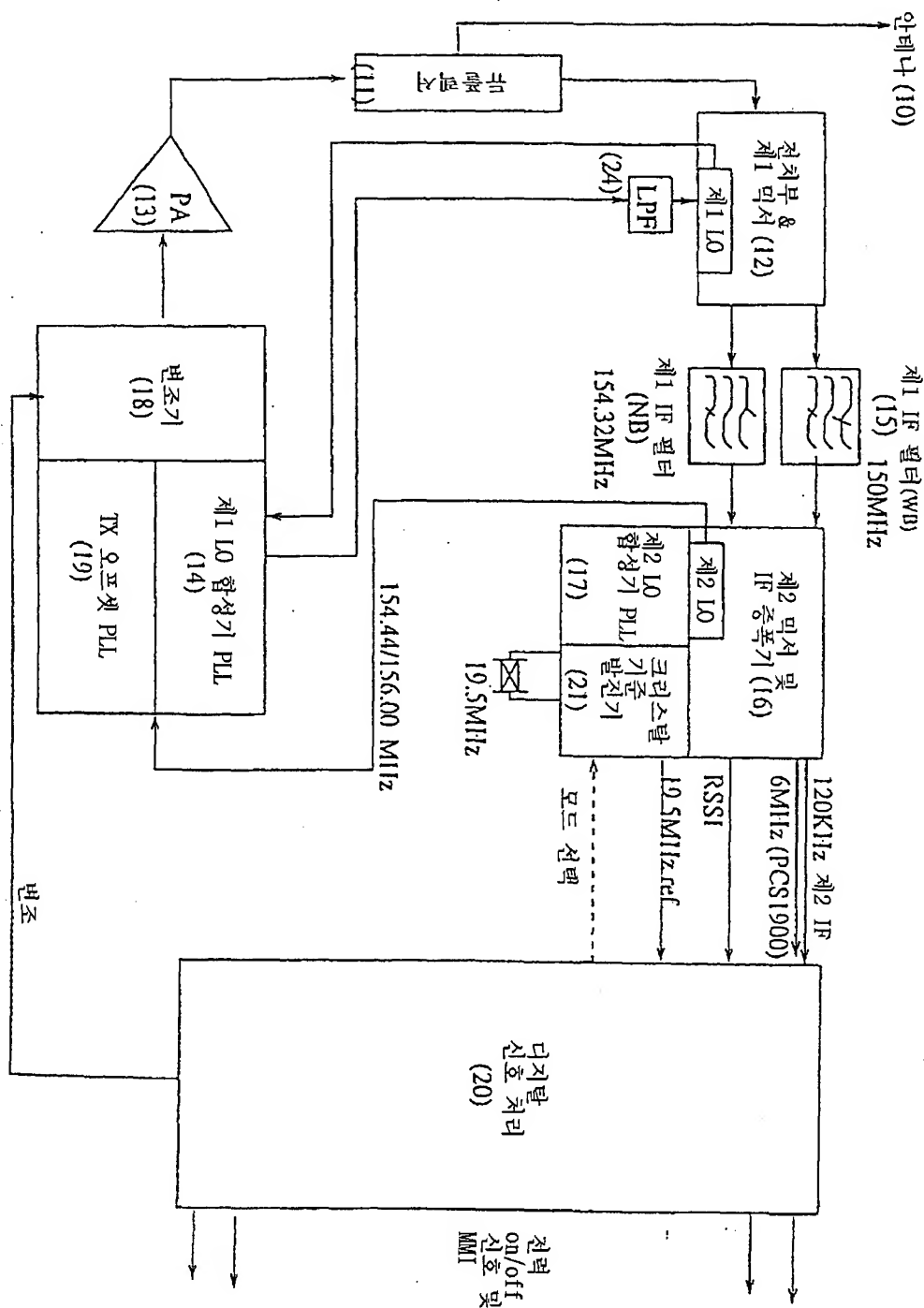


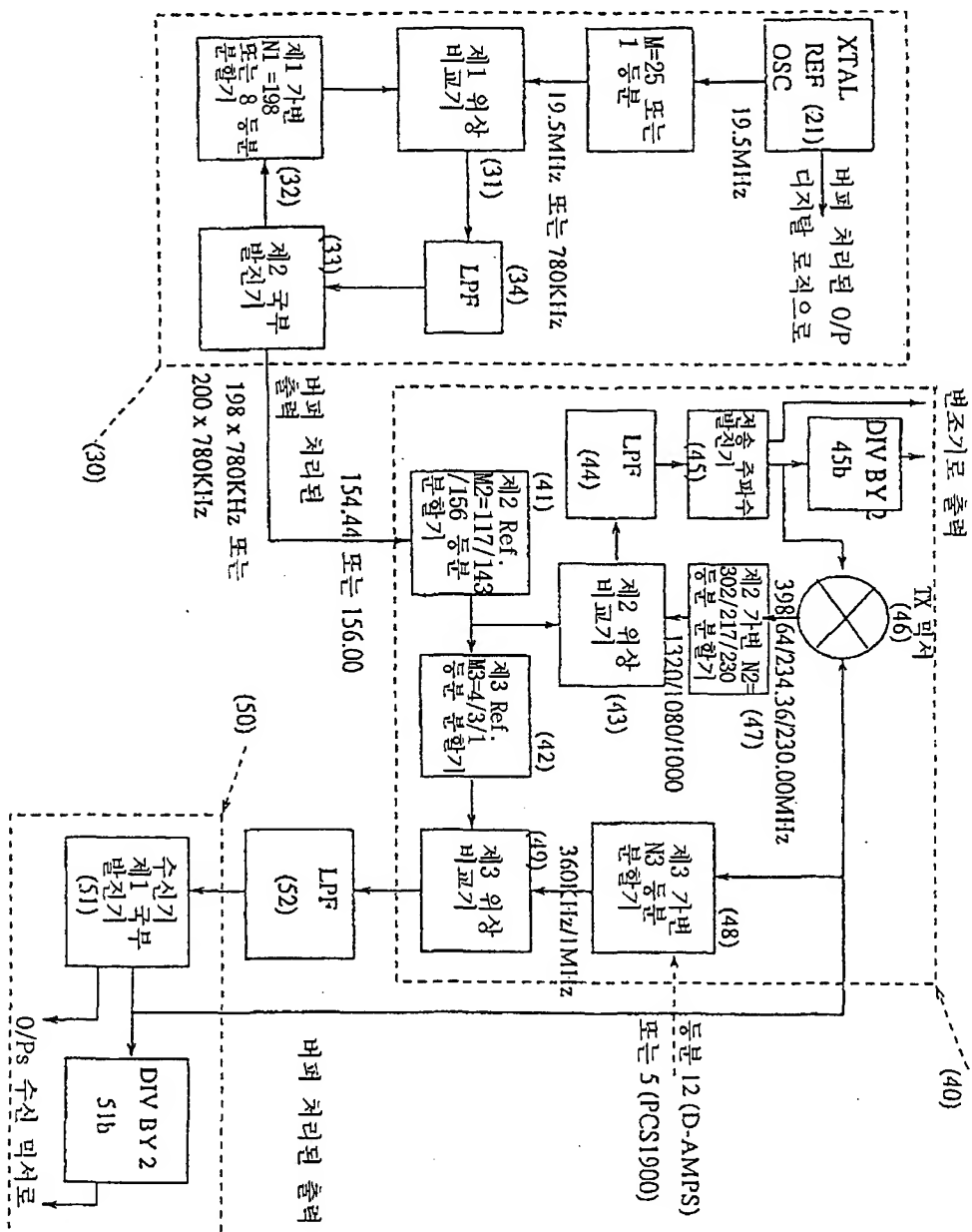


*: 제1 LO는 1900MHz에서 D-AMPS 전송을 위해 240KHz 오프로 빔겨난다



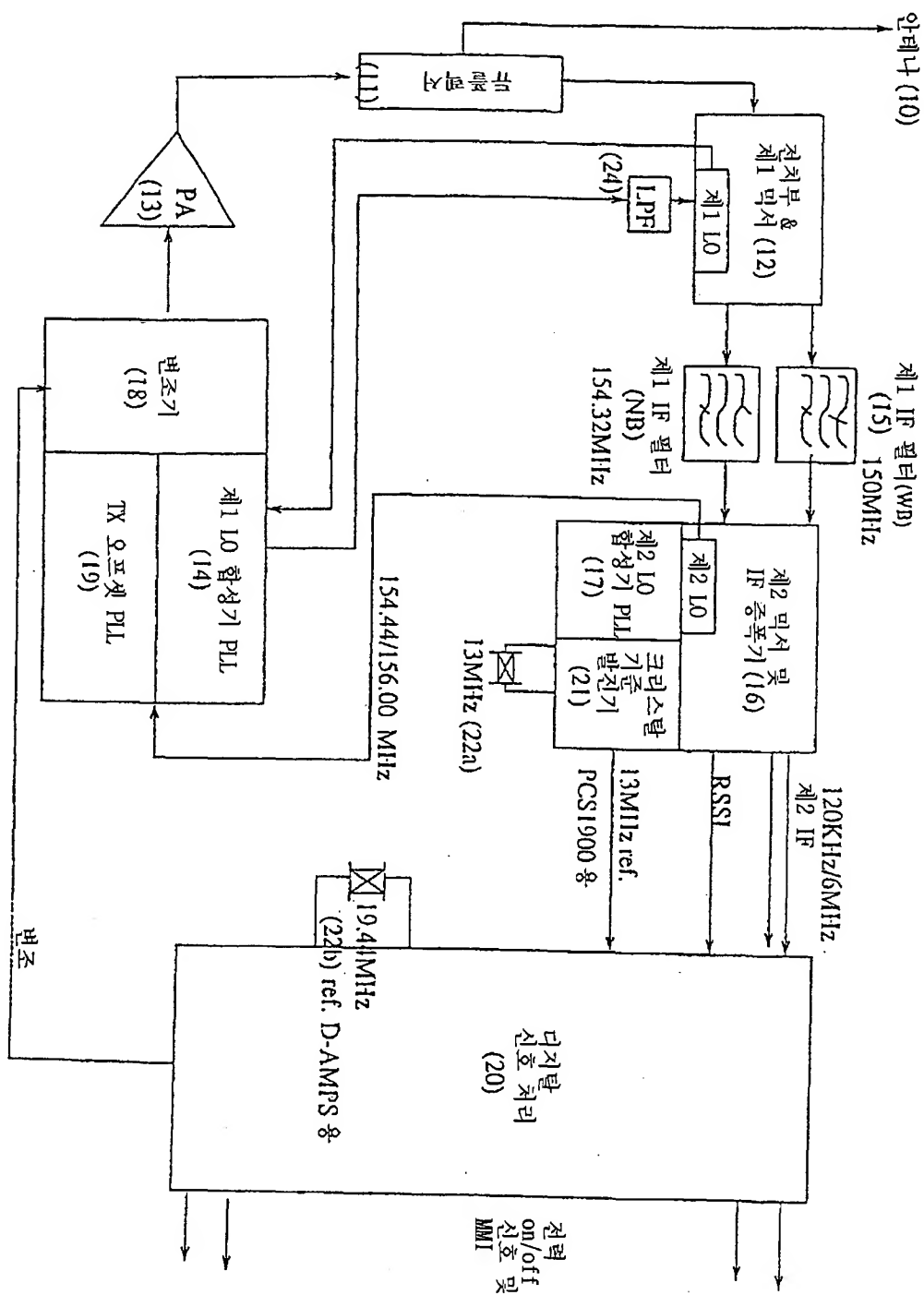
단일 크리스탈의 이중 모드

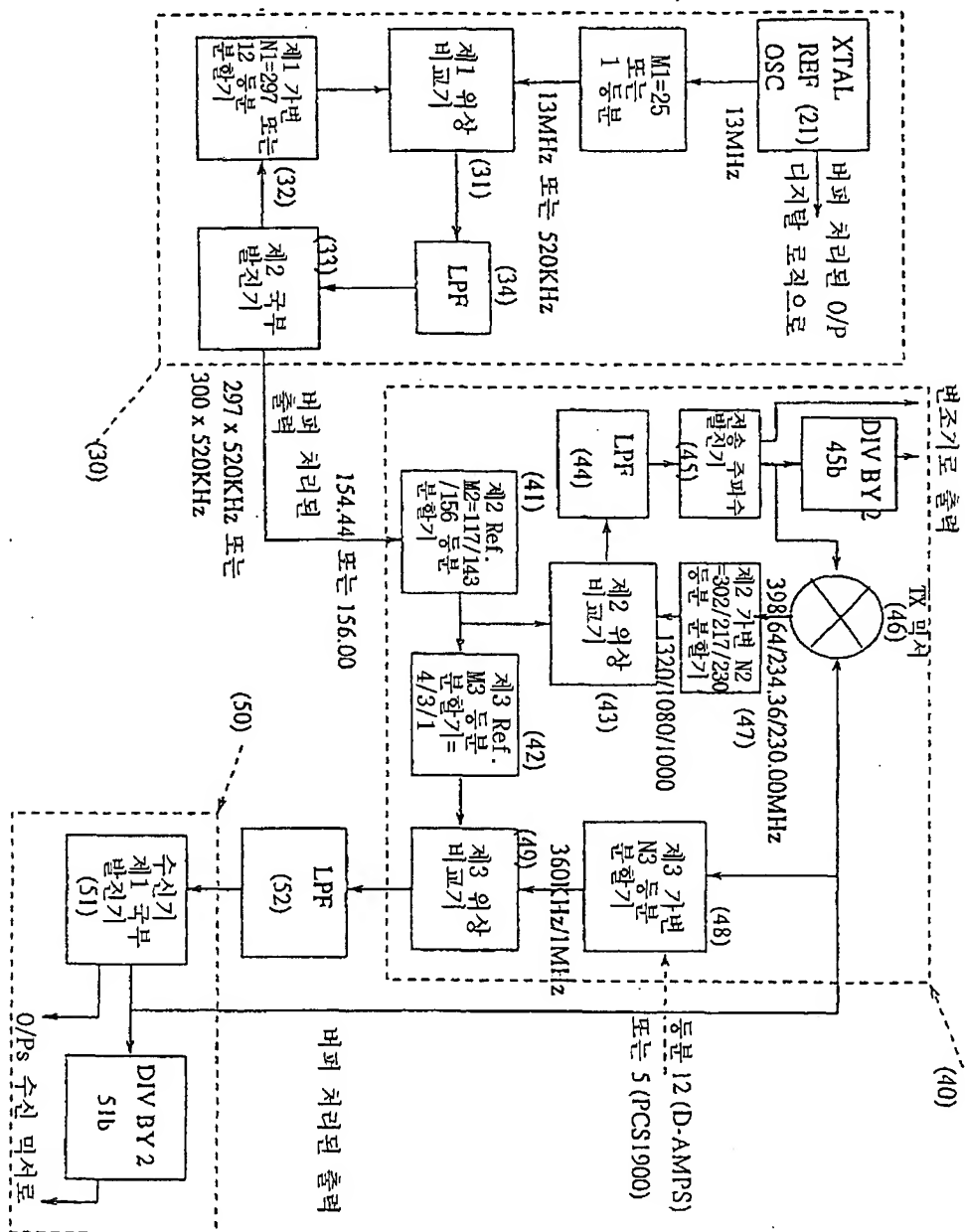


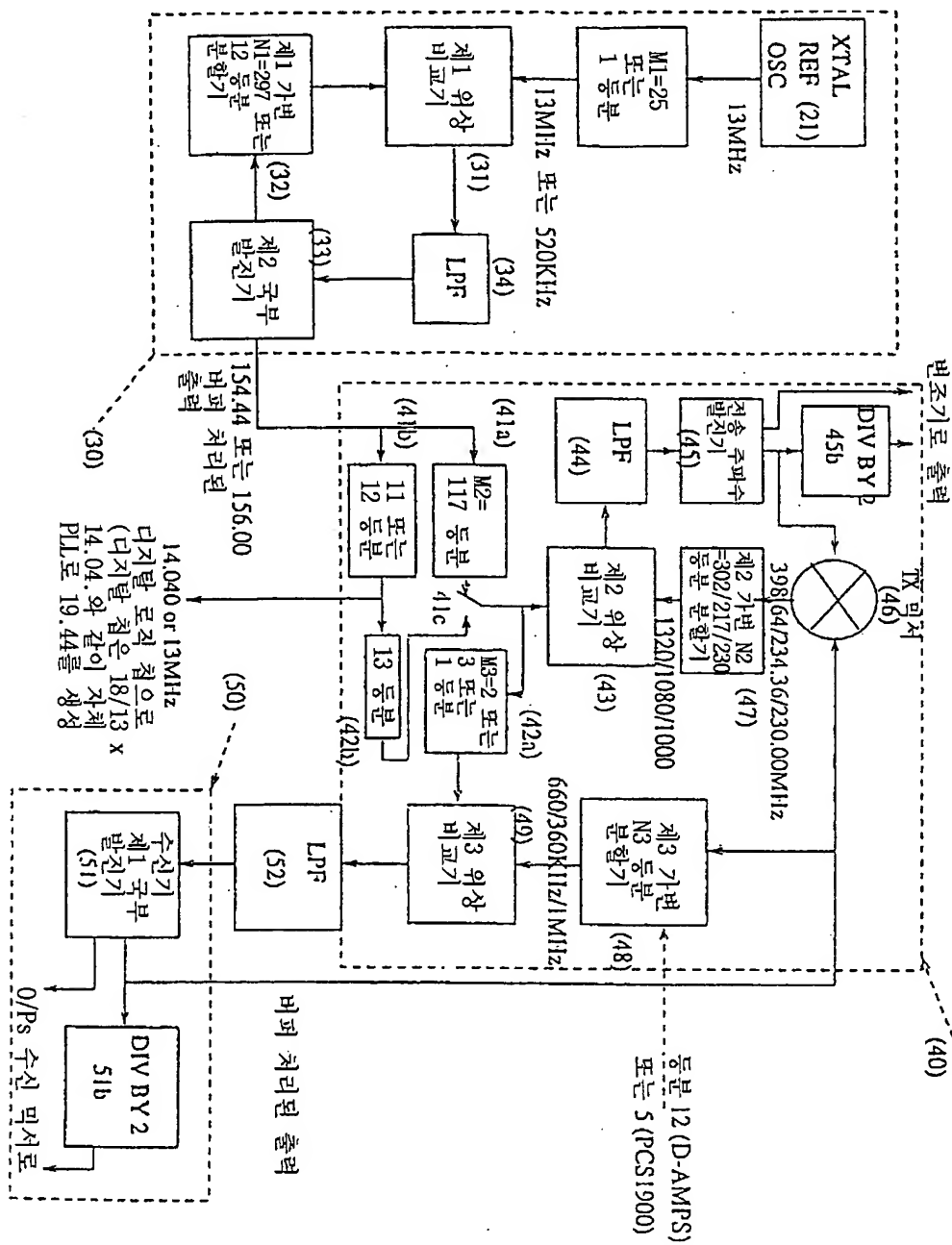


도면 17

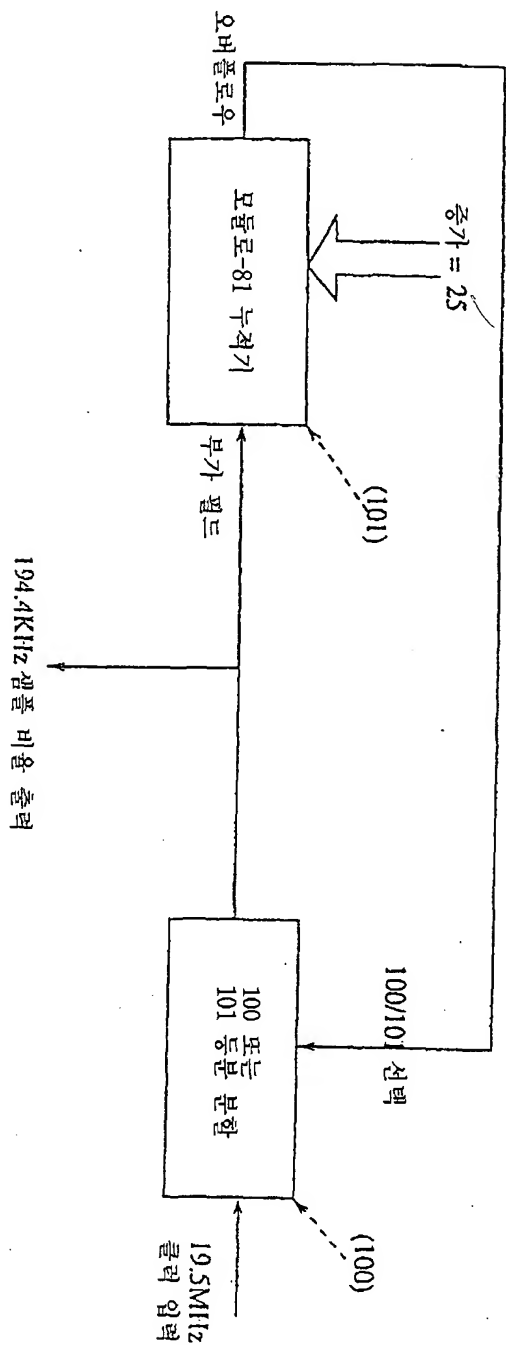
2 기 준 크리스탈의 이중-모드

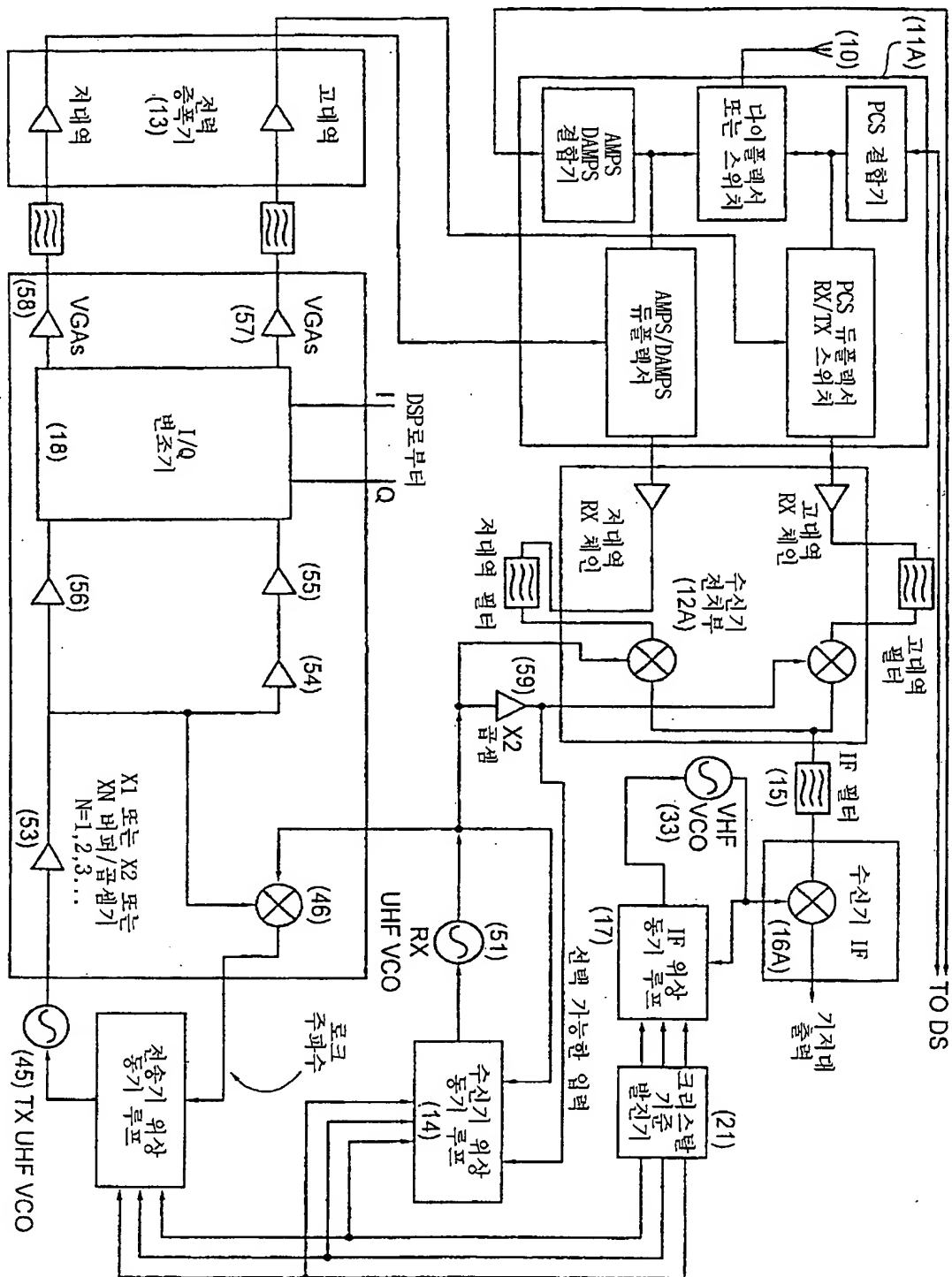






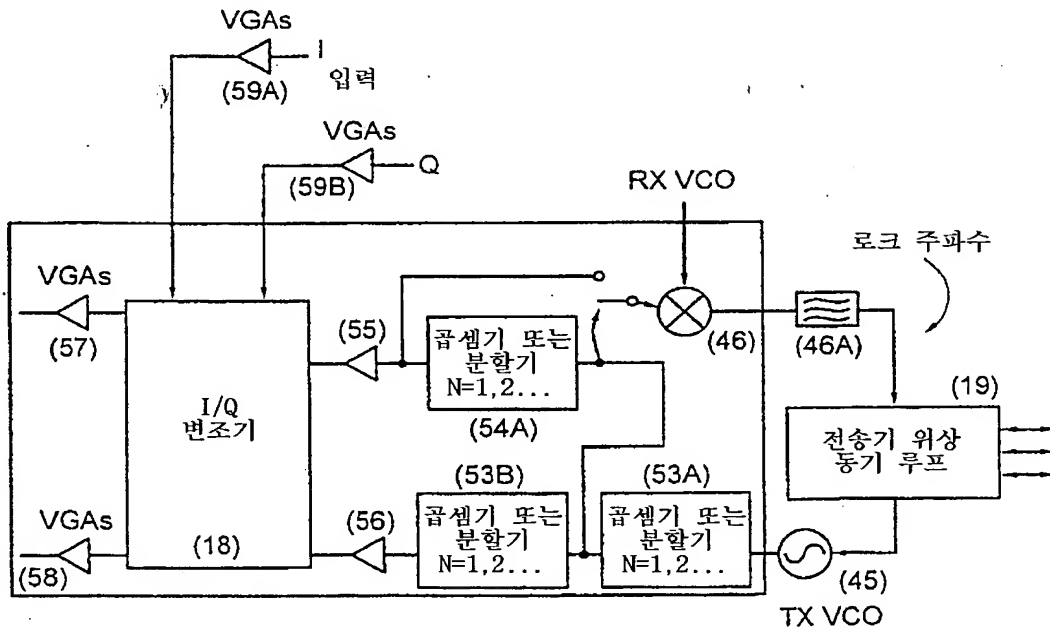
19.5MHz로부터 194.4KS/S를 발생하는 스킵 카운터







도면 25



도면 26

